



**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH**

**Escola Superior d'Enginyeries Industrial,
Aeroespacial i Audiovisual de Terrassa**

ESTUDIO DEL DISEÑO DE UN INVERSOR SEMIPUENTE PARA COCINAS DE INDUCCIÓN

Trabajo Final de Máster

**Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Automáticos y
Electrónica Industrial**

Alumno:

Christian Eduardo Tigse Masaquiza

Directores:

Manel Lamich Arocas

Co-director: Juan Mon Gonzalez

Junio 2019

RESUMEN

En el presente trabajo se realiza el diseño e implementación de un inversor semipunto formado por MOSFET's de tipo GaN (Nitruro de Galio), para su utilización en aplicaciones de cocinas de inducción, el cual permita trabajar con señales en el orden de los centenares de kHz para el calentamiento de materiales tanto ferromagnéticos como no.

Se estudian los principios físicos de la inducción electromagnética y las características de los materiales utilizados para estos fines.

Como primer paso se realiza la simulación del inversor resonante con ayuda de la herramienta LTspice, con el objetivo de caracterizar el comportamiento del prototipo del inversor real con el que se trabajará, incluyendo el modelo de los MOSFET's de GaN. A continuación, se procede a diseñar la placa de circuito impreso (PCB) para la implementación y montaje del inversor.

Finalmente se realizan varios ensayos experimentales con la finalidad de establecer puntos de operación idóneos para dos tipos de materiales (Hierro y Aluminio) mediante la aplicación y variación de la frecuencia.

Las simulaciones de las etapas de potencia fueron validadas mediante los resultados prácticos alcanzados, demostrando el correcto funcionamiento de todas las etapas de potencia y control.

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por permitirme llegar a este momento tan especial en mi vida.

A mi familia por todo el amor y apoyo que me han sabido dar durante toda mi vida.

A los Directores por todo el conocimiento que me han brindado además de su involucración y dedicación demostrada durante todo mi trabajo.

INDICE DE FIGURAS

Figura 1. Inducción de corriente en un material conductor de electricidad [8].....	10
Figura 2. Curva de histéresis [11]	13
Figura 3. Principio de la cocina de inducción [14].....	14
Figura 4. Bobina de cobre plana que tiene forma de espiral [14].....	14
Figura 5 Esquema de la cocina eléctrica de inducción compuesta por una etapa generadora de alta frecuencia [15].....	16
Figura 6. Clasificación de los convertidores CD/AC.	18
Figura 7. Esquema del inversor de un VSI monofásico [21].	20
Figura 8. Inversor con fuente de corriente monofásico con tiristor [21].....	20
Figura 9. Curva de resonancia [28].	21
Figura 10. Circuito resonante en serie [28]	22
Figura 11. Red Resonante en paralelo ideal [28]	23
Figura 12. Red L-C en paralelo práctico [28]	24
Figura 13. Circuito básico de un inversor cuasi-resonante PWM-ZVS	25
Figura 14. Etapa ZCS [29]	25
Figura 15. Diagrama de bloque aplicado a la cocina de inducción.	26
Figura 16. Convertidor resonante semi puente [5]	26
Figura 17. Conmutación ZVS	27
Figura 18. Conmutación del conversor semipuente [5]	28
Figura 19. Diodo superior conduciendo lado izquierdo, forma de onda lado derecho [5]	28
Figura 20. Transistor superior conduciendo lado izquierdo, forma de onda lado derecho [6]....	29
Figura 21. Diodo inferior conduciendo lado izquierdo, forma de onda lado derecho [5]	29
Figura 22. Transistor inferior conduciendo lado izquierdo, forma de onda lado derecho [5]....	30
Figura 23. Circuito equivalente del medio puente resonante para la cocina de inducción [28]..	31
Figura 24. Circuito equivalente resonante en serie [28].....	31
Figura 25. Potencia salida vs Frecuencia de conmutación para carga máxima y mínima [28]...	32
Figura 26. Formas de onda de medio puente resonante [28].....	33
Figura 27. Formas de onda de medio puente resonante para una frecuencia de conmutación mayor a la frecuencia de resonancia [28].....	34
Figura 28. Formas de onda de medio puente resonante para zona alta MOSFET T1 cuando la Frecuencia de conmutación es mayor a la Frecuencia de resonancia [28].....	34
Figura 29. Módulo de impedancia y fase del circuito equivalente resonante (medio puente). ...	35
Figura 30. Formas de onda del inversor cuasi-resonante [28].....	37
Figura 31. Inversor de puente completo resonante serie [29].	37
Figura 32. Cuando opera en Modo 1 [29].	38
Figura 33. Cuando opera en Modo 2 [29].	39
Figura 34. Cuando opera en Modo 3 [29].	39
Figura 35. Cuando opera en Modo 4 [29].	39
Figura 36. Diseño inversor resonante.....	40
Figura 37. Conmutación de los GaN.....	42
Figura 38. Conmutación de los GaN.....	42
Figura 39. Diseño inversor resonante.....	43
Figura 40. Resultados de la simulación.....	44
Figura 41. Frecuencia vs Potencia.....	45
Figura 42. Potencia de salida vs Frecuencia.....	45
Figura 43. Diseño del inversor resonante.....	46

Figura 44 Resultados de la simulación.....	47
Figura 45. Frecuencia vs Potencia.....	48
Figura 46. Potencia salida vs Eficiencia.....	48
Figura 47. Diagrama esquemático inversor resonante	49
Figura 48. Transistor GaN.....	50
Figura 49. Regulador de voltaje TLV70133DBVT.....	51
Figura 50. Traco TMR 9 2419	51
Figura 51. Driver SI8271AB-IS.	52
Figura 52. Esquema del inversor resonante.....	53
Figura 53. Fuente de alimentación de accionamiento de puerta.	54
Figura 54. Capacitores Vbus	54
Figura 55. Esquema del inversor resonante.....	55
Figura 56. Circuito controlador de puerta.	56
Figura 57. Regulación de voltaje.....	56
Figura 58. Carga y capacitores de resonancia.	57
Figura 59. Estructura de la placa driver (vista frontal).....	58
Figura 60. Estructura de la placa driver (vista trasera).....	58
Figura 61. Dispositivos de conexiones de la placa driver	59
Figura 62. Placa de evaluación configurada para medio puente.	60
Figura 63. Diagrama esquemático del inversor resonante.	60
Figura 64. Circuito inversor resonante.....	61
Figura 65. Conmutación del transistor	62
Figura 66. Conmutación del transistor y Dead time.....	62
Figura 67. Transistor inferior en OFF	63
Figura 68. Transistor superior en ON.....	63
Figura 69. Respuesta del sistema (VDS2, tensión y corriente de la carga).....	64
Figura 70. Respuesta del sistema (Potencia y corriente de entrada).	65
Figura 71. Respuesta del sistema (Potencia de salida y tensión de carga).	65
Figura 72. Respuesta del sistema (VDS1, tensiones y corrientes de carga).....	66
Figura 73. Respuesta del sistema (VDS1, tensiones y corrientes de carga).....	67
Figura 74. Respuesta del sistema (Potencia de salida y tensión de carga).	67
Figura 75. Respuesta del sistema (Voltaje, corriente y potencia de entrada).....	68
Figura 76. Respuesta del sistema (Potencia de salida y tensión de carga).	68
Figura 77. Respuesta del sistema (Voltaje, corriente y potencia de entrada).....	69
Figura 78. Respuesta del sistema (Aluminio con frecuencia de 115 KHz).....	70
Figura 79. Respuesta del sistema (tensiones y corrientes de salida).	70
Figura 80. Respuesta del sistema (tensión del Bus y corriente de entrada).	71
Figura 81. Respuesta del sistema (tensión y corriente de salida).....	71
Figura 82. Respuesta del sistema (tensión del Bus y corriente de entrada).	72

INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Ventajas e inconvenientes del medio puente [25]	30
Tabla 2. Parámetros de simulación.....	40
Tabla 3. Parámetros de simulación Hierro.	41
Tabla 4. Parámetros de simulación Aluminio.	42
Tabla 5. Parámetros de simulación Hierro.	44
Tabla 6. Parámetros de simulación Aluminio.	47
Tabla 7. Características del Transistor GaN (GS66508T).....	50
Tabla 8. Características del Regulador de voltaje TLV70133DBVT.....	51
Tabla 9. Características del Traco TRM 9_2419.....	52
Tabla 10. Características Driver SI8271AB-IS	52
Tabla 11. Especificaciones del inversor (Hierro)	64
Tabla 12. Especificaciones del inversor (Aluminio)	66
Tabla 13. Especificaciones del inversor (Aluminio)	69

LISTADO DE ACRÓNIMOS Y TÉRMINOS

GaN	Símbolo del elemento compuesto semiconductor denominado Nitruro de Galio.
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Transistor de Efecto de Campo de Metal-Óxido-Semiconductor), es un dispositivo semiconductor utilizado para la conmutación y amplificación de señales.
Req	Resistencia equivalente del sistema de inducción.
Leq	Inductancia equivalente del sistema de inducción.
Cres	Condensador de resonancia.
fres	Frecuencia resonante del sistema de inducción.
fs	Frecuencia de conmutación.
D	Duty cycle (ciclo de trabajo)
ZVS	Conmutación a cero tensiones.
ZCS	Conmutación de corriente cero

Contenido

1 INTRODUCCIÓN.....	8
1.1 Justificación	8
1.2 Objetivos	9
2 ESTADO DEL ARTE	10
2.1 Principio del calentamiento por inducción.	10
2.2 Materiales ferromagnéticos.....	12
2.3 Cocinas de inducción.	14
2.4 Ventajas del calentamiento por inducción.	16
2.5 Desventajas del calentamiento por inducción.....	17
2.6 Convertidores DC-AC.	18
Clasificación de los inversores DC/AC.....	18
2.6.1 Conmutación forzada HS	19
a) Inversor VSI (Inversores de fuente de voltaje)	19
b) Inversor CSI (Inversores de fuente de corriente)	20
2.6.2 Conmutación suave SS.....	20
a) Circuitos resonantes	21
b) Circuitos Cuasi-Resonantes	24
3. CONVERTIDOR RESONANTE.....	26
3.1 Semi-puente resonante en serie.....	30
3.2 Cuasi-Resonantes.....	35
3.3 Puente completo.....	37
4. SIMULACIÓN DEL INVERSOR RESONANTE	40
4.1 Ensayo en LTspice.	43
5. DISEÑO DEL INVERSOR RESONANTE.....	49
5.1 Estructura del inversor resonante.....	49
5.1.1 Circuito driver	49
6. MEDIDAS EXPERIMENTALES.....	60
7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	73
8. BIBLIOGRAFÍA	75
9. ANEXOS.....	77

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Justificación

La forma de cocer los alimentos ha ido evolucionando con el pasar del tiempo, pues al comienzo, estos se cocinaban empleando madera, luego se desarrolló con el uso del carbón y posteriormente se introdujo la utilización del gas, lo cual representó una gran mejora debido a la facilidad de limpieza de los electrodomésticos, evadiendo también la generación de humo. Luego con la aparición de las cocinas vitrocerámicas resistivas añadieron un plus de limpieza y más aún se redujeron los riesgos que se derivan con el uso del gas.

Con la aparición de modernos dispositivos electrónicos de potencia se ha hecho posible el abaratamiento de los sistemas de calentamiento por inducción y en consecuencia la introducción en el mercado de los electrodomésticos como las estufas, hornos, cocinas de inducción, que proporcionan grandes ventajas, tales como los tiempos de cocción, temperatura ajustable, ahorro energético, entre otros en relación a otras tecnologías de cocción [1].

Además la cocción por inducción es un área que va evolucionando constantemente, y prueba de ello es la aplicación de nuevas tecnologías a este campo para el mejoramiento de la eficiencia energética, así como la comodidad y seguridad de los usuarios [2], además entre las principales ventajas que este sistema presenta es su alta eficiencia en comparación con los demás, ya que con el método de calentamiento que se considera tradicional por basarse en energía eléctrica tiene un 65%, el calentamiento por gas un 55%, mientras que con el calentamiento por inducción se obtiene un 90% de eficiencia [3] [4].

A pesar de las ventajas que el sistema presenta, su presencia en el mercado no muy es significativa, debido a que su adquisición significa elevados costos iniciales, motivo por lo cual se hace necesario realizar investigaciones acerca del tema, para poder diseñar un convertidor que cumpla con las especificaciones que requiere el equipo en el que va a operar, siendo lo más eficiente posible y de esa forma reducir los costos, beneficiar a los usuarios que requieran utilizar esta tecnología [4].

De acuerdo a ello, la investigación se justifica debido al creciente interés por el estudio de los sistemas de inducción magnética y su constante mejora, razón por la cual se

diseñan e implementan circuitos de potencia y control de un inversor semi puente para su aplicación en la cocción de alimentos por medio del calentamiento por inducción electromagnética, el cual permita trabajar con señales en el orden de los MHz para el accionamiento de un MOSFET GaN (Nitruro de Galio).

1.2 Objetivos

Objetivo general

Diseñar y construir un circuito driver de altas prestaciones que permita trabajar con señales del orden de los centenares de kHz, para el accionamiento de un MOSFET GaN utilizado en aplicaciones de cocinas de inducción.

Objetivos específicos

- Fundamentar los principales principios físicos teóricos que explican los procesos de inducción electromagnética y su aplicación en cocinas de inducción.
- Diseñar el modelo de un inversor resonante en el software LTspice que se asemeje al comportamiento del prototipo del inversor real con el que se trabajará.
- Evaluar mediante la simulación el punto de operación adecuado del driver asignando valores de frecuencias que permita una eficiencia idónea para cada tipo de material con el que se trabaje.
- Diseñar y construir el prototipo de inversor semi puente para cocinas de inducción.
- Realizar ensayos experimentales para establecer puntos de operación idóneos a través de la aplicación y variación de la frecuencia.

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 Principio del calentamiento por inducción.

El calentamiento por inducción es un método que permite la obtención de un calentamiento muy rápido, limpio, localizado, controlable y eficiente en materiales conductores de electricidad y sin necesidad de que se aplique una llama sobre la pieza [4], lo cual se ha convertido en uno de los aspectos más importantes de las prácticas actuales de tratamiento térmico. El calentamiento utiliza las propiedades de los materiales metálicos al ser sometidos a campos magnéticos variables, absorbiendo parte de la energía y transformarla en calor [5].

El principio del calentamiento por inducción parte de la ley de inducción electromagnética de Faraday, en la cual se establece que “la tensión que se induce en un circuito cerrado es proporcional a la razón de cambio del flujo magnético que atraviesa una superficie cualquiera comprendida dentro de dicho circuito” [6]. Así también, Heinrich Lenz planteó que la tensión que induce posee un sentido tal, que produce una corriente cuyo campo magnético se opone a la variación del flujo magnético que la originó. En resumen, para alcanzar el calentamiento por inducción en un material conductor, se requiere primeramente generar un campo magnético intenso y variable en el tiempo [7].

Cuando circula una corriente eléctrica por un conductor se forma un campo magnético a su alrededor, es decir, el calentamiento por inducción utiliza un campo magnético que varía en el tiempo para la inducción de corrientes eléctricas, que son también llamadas corrientes de remolinos, las cuales se encargan de disipar energía y producir calor al fluir por medio de la resistencia de un material conductor de electricidad como se puede observar en la figura 1 [8].

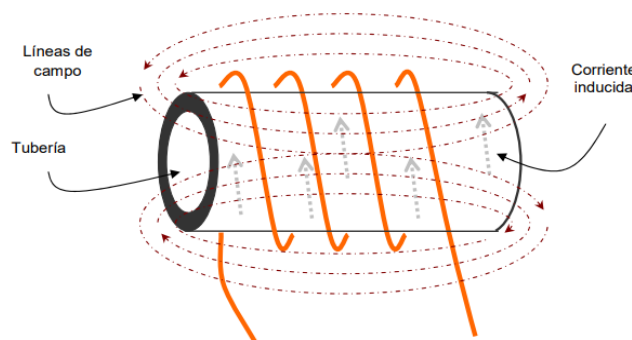


Figura 1. Inducción de corriente en un material conductor de electricidad [8].

De acuerdo a la ley de Ampere, cuando circula una corriente i , por una bobina de N espiras y longitud l , se induce en su interior, una intensidad de campo magnético H , que se describe mediante la siguiente ecuación.

$$Ni = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \cong Hl \quad (1)$$

Dónde:

H : Intensidad de Campo magnético

l : longitud del conductor

N : Numero de espiras de la bobina

i : corriente en el conductor

Dado el caso de que exista en el interior del solenoide una pieza de material conductor, la misma que para simplificar el modelo es asumida de forma cilíndrica de radio r , longitud l , resistividad ρ y permeabilidad magnética μ , en esa se induce una fuerza electromotriz F_{em} , la misma que se expresa en la ecuación 2 [7].

$$f_{em} = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2)$$

Donde

Φ = es el flujo magnético

N = Número de espiras de inductor

Como resultado, la energía eléctrica que genera la corriente inducida llamadas corrientes de Foucault que son las responsables del incremento de temperatura de la pieza, debido a que se presenta una disipación de potencia, la cual, en ciertos casos puede alcanzar los niveles adecuados para fundir el material [7] [9]. La ecuación 3 que se presenta a continuación representa la potencia disipada y se expresa de la siguiente forma:

$$P = \frac{E^2}{R} = i_F^2 R_{eq} \quad (3)$$

Dónde

P = Potencia

R = Resistencia

2.2 Materiales ferromagnéticos

Los materiales ferromagnéticos compuestos de hierro (Fe) y sus aleaciones con cobalto (Co), tungsteno (W), níquel (Ni), aluminio (Al) y otros metales, por ser de fácil imanación, al emplear dichas sustancias para núcleos de aparatos es posible obtener inducciones magnética cientos de veces mayores que las que se obtienen con una bobina sin núcleo electromagnética, motivo por el cual son utilizados para el diseño y construcción de núcleos de transformadores y máquinas eléctricas [10].

Los materiales ferromagnéticos tienen una gran importancia comercial y prueba de ello son los miles de toneladas que se producen anualmente y la inmensa variedad de propiedades físicas y magnéticas. En el mercado existen diversas formas de dichos materiales, como por ejemplo las chapas desde pocas centésimas de milímetro hasta de medio milímetro, además de hilos de diámetros de los límites mencionados anteriormente, barras de secciones de diferentes formas y piezas de fundición cuyo peso varía desde algunos gramos hasta cientos de toneladas [10].

Los materiales ferromagnéticos en tres grupos; el primer grupo que incluye el espacio libre y los materiales no magnéticos, la corriente es la única fuente para el campo B; es decir:

$$B = \mu_0 H \quad (4)$$

Dónde:

B= Campo magnético

μ_0 = Permeabilidad

H= Intensidad del campo magnético

El segundo grupo pertenece al de los materiales magnéticos blandos. El hecho que el campo magnético incremente sin que se incremente la corriente I, llenando el espacio libre que rodea la corriente con material magnético para que $\mu > \mu_0$, implica que existe una segunda fuente para el campo magnético. De esta forma, esta fuente debe estar dentro del material y su efecto se expresa por μ que es mayor que μ_0 . De acuerdo a ello, la permeabilidad relativa μ_r se expresa como: [11].

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (5)$$

Los materiales magnéticamente blandos poseen una intensidad baja de campo coercitivo ($H_c < 1.000 \text{ A/m}$), es decir, un angosto ciclo de histéresis. La densidad de flujo presenta valores altos (valores elevados de μ_r) incluso con bajas intensidades de campo de forma que en las aplicaciones convencionales es $J > \mu_0 \cdot H$, es decir, que en la práctica no se puede diferenciar entre ciclos $B(H)$ y $J(H)$ [12].

El tercer grupo pertenece al de los materiales de imantación permanente, los cuales presentan elevadas intensidades de campo coercitivos [12]; estos valores se encuentran dentro del intervalo que se define por:

$$H_{CJ} > 1 \frac{kA}{m} \quad (6)$$

Ello representa que se puede sentir campos fuertemente desmagnetizantes H , sin que exista pérdida de polarización magnética del material. El estado magnético y el rango de trabajo de un imán permanente se encuentran dentro del segundo cuadrante de la curva de histéresis, en la que se denomina curva de desmagnetización. En la práctica, el punto de trabajo de un imán permanente nunca se encuentra en el punto de remanencia, pues debido a la propia desmagnetización interna siempre se encuentra presente un campo desmagnetizante que desplaza el punto de trabajo con dirección a la izquierda [12].

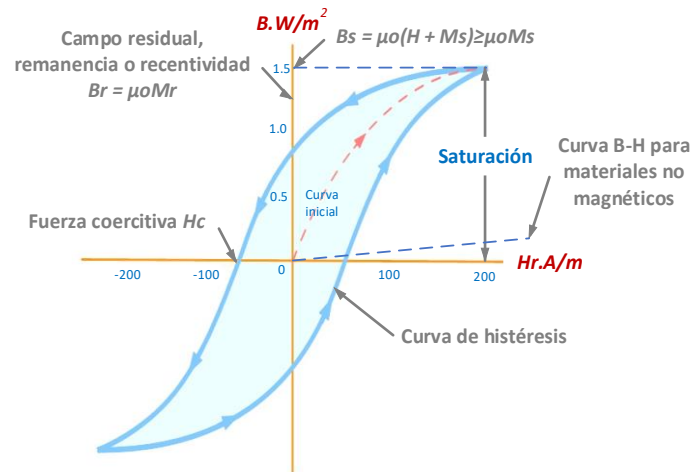


Figura 2. Curva de histéresis [11]

Como se puede observar en la figura 2, en el punto de la curva de desmagnetización en el que el producto $B \cdot H$ logra su valor máximo $(B \cdot H)_{\text{máx}}$ provee una medida de la máxima energía del entrehierro que se puede lograr. Dicho valor en conjunto con la remanencia y la intensidad de campo coercitivo, es esencial para la caracterización de los imanes permanentes [12].

2.3 Cocinas de inducción.

La cocina de inducción se basa en el principio de inducción electromagnética, el cual indica que la corriente es generada a través de un campo magnético variable después de pasar por la espiral de alambre. La corriente en forma de remolino se origina en la parte inferior de la olla cuando el campo magnético induce la placa de acero. Una inmensa cantidad de energía que se produce tiene la capacidad de calentar la base de forma rápida y de esa manera calentar la comida, con una eficiencia de hasta 94,36% [13].

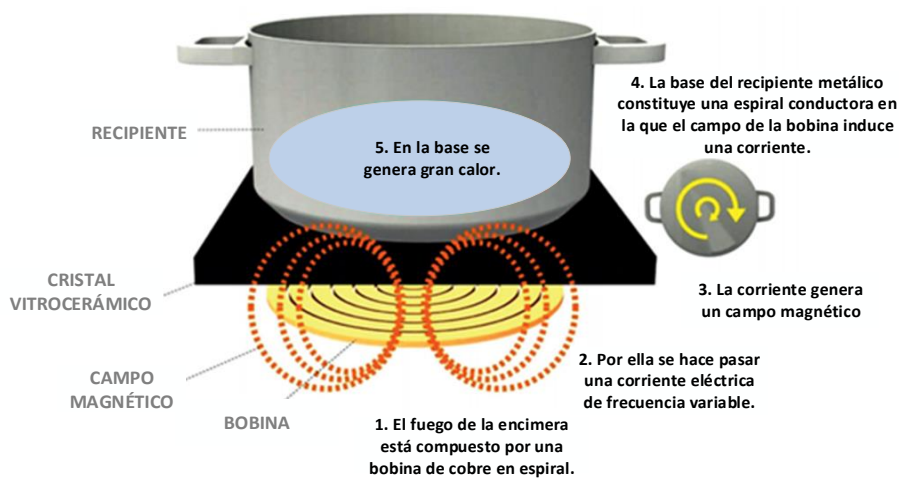


Figura 3. Principio de la cocina de inducción [14].

La cocina de inducción es un tipo de cocina vitrocerámica cuyo elemento principal que se encuentra ubicado debajo de la zona de cocción es una bobina de cobre plana que tiene forma de espiral como se observa en la figura 4, por la cual pasa una corriente eléctrica I de frecuencia variable entre 20-100 kHz, la cual origina una densidad de flujo magnético alterno, con igual frecuencia con la que varía la corriente en la bobina [14].

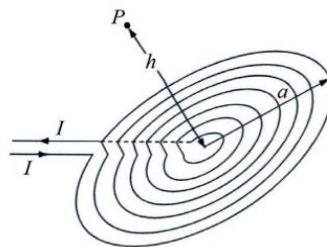


Figura 4. Bobina de cobre plana que tiene forma de espiral [14].

Debido a que la olla, cacerola, cazuela o cualquier otro utensilio que se coloca en la zona de cocción, se encuentra muy próxima a la precipitada bobina espiral, el campo

magnético que produce dicha bobina será aproximadamente el mismo en toda la región [14], el cual puede ser expresado por la siguiente fórmula:

$$B(P) = \sum_{i=1}^N \frac{\mu_0 I (ai)^2}{2N^2 \left[h^2 + \left(\frac{ai}{N} \right)^2 \right]^{3/2}} \mu_z \quad (7)$$

Dónde

a= es el radio de la bobina plana de cobre

h= representa la altura por encima de la bobina

N= representa el número de espiras que tiene la precipitada bobina

i= es el elemento espiral circular perfecta que va desde 1 hasta N

Además es importante señalar que si no se encuentra presente algún conductor eléctrico, este campo magnético no provoca ninguna interacción, motivo por el cual las ollas, cacerolas, sartenes o cualquier otro recipiente que se utiliza en la placa de inducción debes estar contruidos de materiales metálicos con excelente conductividad eléctrica, asegurando de esta forma que la resistencia eléctrica del recipiente sea casi nula, facilitando la circulación interna de las corrientes inducidas [14].

Esquema de una cocina de inducción

La cocina de inducción eléctrica se encuentra compuesta por tres subsistemas que son: una fuente generadora de alta frecuencia, el sistema de cocción y el sistema de control. El funcionamiento de la cocina de inducción inicia en la fuente que alimenta la parte de potencia, entre los cuales se encuentran los circuitos de rectificación e inversión, esto para generar tensión y corrientes de alta frecuencia que van a circular por una bobina de trabajo. La corriente eléctrica que recorre la bobina genera un campo electromagnético intenso, que al atravesar el material ferromagnético de la base del menaje origina en éste elevada energía que se transforma en calor. El sistema de control realiza las operaciones de control pertinentes al estado de los sensores y la interfaz con el usuario [15].

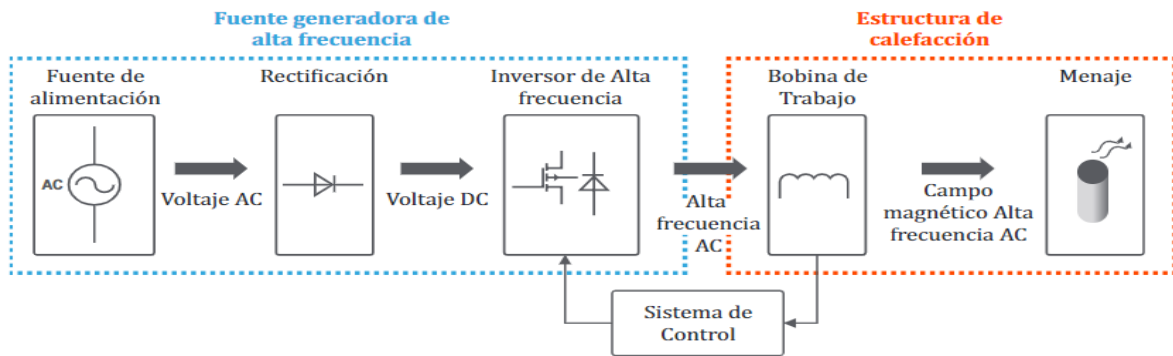


Figura 5 Esquema de la cocina eléctrica de inducción compuesta por una etapa generadora de alta frecuencia [15]

Entre las ventajas que presentan las cocinas de inducción son:

- Las superficies de trabajo se encuentran permanentemente a temperatura ambiente.
- Tienen un alto rendimiento en cuanto a la eficiencia energética
- No es necesario esperar para su enfriamiento, motivo por el cual existe la facilidad en la limpieza.
- Presenta menores riesgos para el usuario. Debido a que la piel no es conductora de electricidad, no es susceptible a la acción de los campos magnéticos que genera la vitrocerámica, por tal motivo es muy poco probable que se produzcan quemaduras, salvo el caso de que sean por factores indirectos como el uso de anillos, pulseras, entre otros materiales ferromagnéticos [16].

2.4 Ventajas del calentamiento por inducción.

El calentamiento por inducción es utilizado en la cocina de inducción doméstica y comercial y aplicaciones numerosas como la fusión de materiales, tratamiento térmico en la metalurgia, en la industria de semiconductores, precalentamiento para soldadura, soldadura con estaño, secado, entre otros procesos con temperaturas que van desde 100°C hasta los 3000°C [17].

Entre los beneficios del calentamiento por inducción se mencionan los siguientes:

- Ahorro de energía: La energía se conduce exclusivamente al material, sin dispersión en el medio ambiente.

- Alta velocidad: el calentamiento es inmediato y óptimo a comparación de otras tecnologías.
- Precisión de temperatura: el manejo se lo realiza por medio de un microprocesador digital.
- Precisión en la zona de calentamiento: esto debido a que se diseñó el inductor en base a modelos matemáticos.
- Proceso de Calidad: la interfaz humano-máquina garantiza la repetibilidad del proceso.
- No se utiliza fuego y no hay combustión: Esto otorga seguridad y protección, debido a que el proceso de calentamiento no genera flamas, lo que reduce el riesgo de quemaduras.
- Es amigable con el medio ambiente: no genera gas que se quema ni se emite ningún tipo de gas [18].

2.5 Desventajas del calentamiento por inducción

Las desventajas que presenta el calentamiento por inducción son las que se enuncian a continuación [19]:

- Pérdida por oxidación del material
- Altas temperaturas de la bobina de inducción y de equipos
- Trabaja con elevadas potencias
- La cocina de inducción únicamente funciona con recipientes metálicos con fondo ferromagnético plano, que son de uso exclusivo para este tipo de cocina.
- Altos costos de instalación y de energía.

- Debido al ruido que generan los campos electromagnéticos dan lugar a pequeñas interferencias a equipos domésticos como televisores, radios o cualquier otro dispositivo inalámbrico.
- Requiere de una alimentación energética para la realización del proceso, lo que representa un problema en lugares donde no existe disponibilidad de la red eléctrica.

2.6 Convertidores DC-AC.

Los convertidores DC-AC son también conocidos como inversores, los cuales tienen la función de cambiar un voltaje de entrada DC a un voltaje simétrico de salida AC, con la magnitud y frecuencia que se desea. Los inversores son dispositivos que se utilizan en el accionamiento eléctrico de motores, además en cargas trifásicas en el área industrial [22] [23].

Clasificación de los inversores DC/AC

Existen diversas maneras de clasificar a los inversores ya sea por su topología o por su conmutación, en la figura 6 se muestran clasificados según su tipo de conmutación.

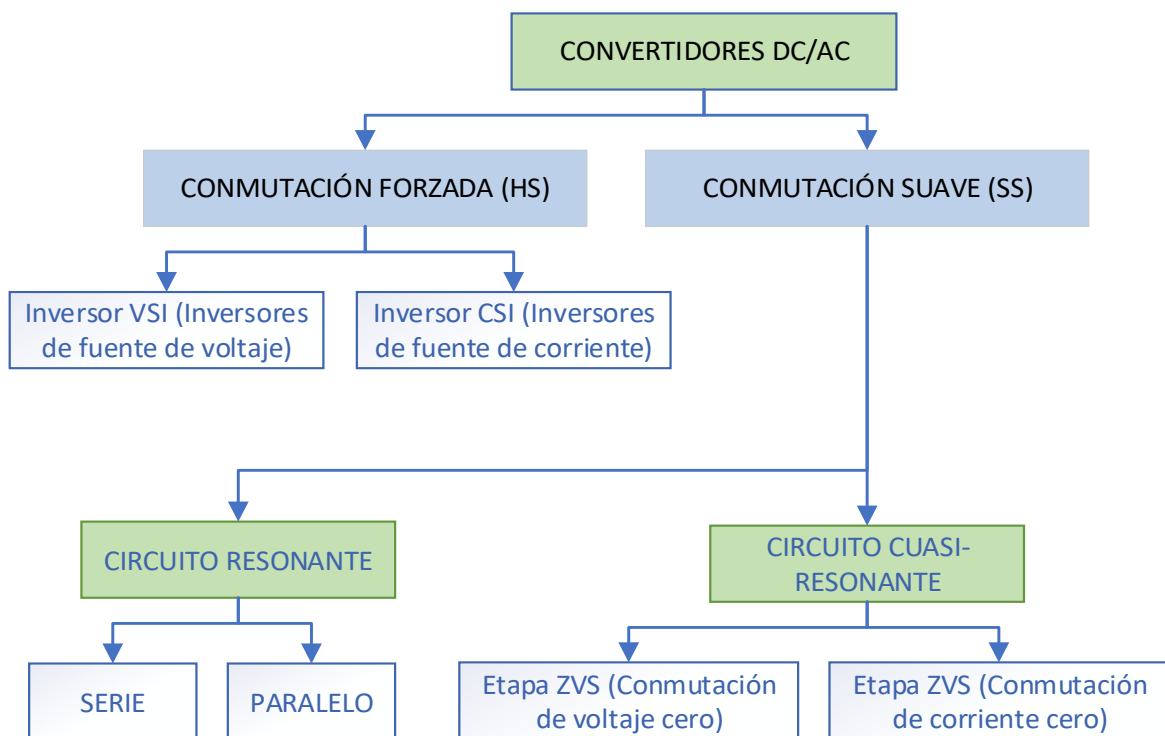


Figura 6. Clasificación de los convertidores CD/AC.

2.6.1 Conmutación forzada HS

La conmutación forzada se presenta cuando existen voltajes y corrientes altas en los terminales de conmutación del interruptor de potencia. Las pérdidas de potencia aumentan de manera lineal con la frecuencia de conmutación y con el tiempo de encendido y tiempo de apagado, debido a la conmutación en los interruptores. Las pérdidas de potencia que se originan debido a la conmutación generan problemas como: disminución de la eficiencia, incremento de stress o esfuerzo eléctrico de los dispositivos electrónicos, manejo térmico de las pérdidas y las interferencias electromagnéticas resultantes ante la rápida transición de los voltajes y corrientes del inversor. Estos problemas se agravan cuando se presentan las capacitancias e inductancias parásitas producto de la distribución del circuito inversor y sus componentes [4].

En los inversores de conmutación forzada, los transistores que se encuentran conformándolos deben operar en un modo conmutado donde se requiera que conduzcan o interrumpan toda la corriente en el transcurso de la conmutación. Los dos tipos de inversores son los que se conceptualizan a continuación:

a) Inversor VSI (Inversores de fuente de voltaje)

El inversor de fuente de tensión VSI (*Voltage Source Inverters*) es una tipología donde la potencia se controla por modulación tanto de frecuencia, amplitud y ángulo de fase. Esta tipología es la que se utiliza generalmente en la mayoría de aplicaciones. En la figura 7 se puede apreciar el esquema del mismo, en configuración puente completo monofásico al igual que la forma de onda del voltaje que se presenta a la salida asociada para la configuración [21].

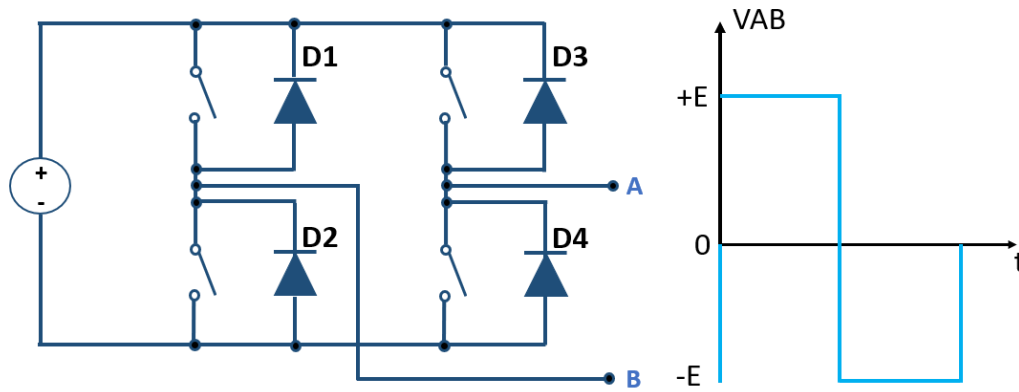


Figura 7. Esquema del inversor de un VSI monofásico [21].

b) Inversor CSI (Inversores de fuente de corriente)

El inversor de fuente de corriente CSI (*Current Source Inverters*), es una topología que se distingue por trabajar en la frecuencia de resonancia, además la potencia se controla por la modulación de amplitud. El diagrama eléctrico de un inversor de fuente de corriente monofásico de puente completo y la forma de onda de la corriente de salida es la que se puede observar a continuación:

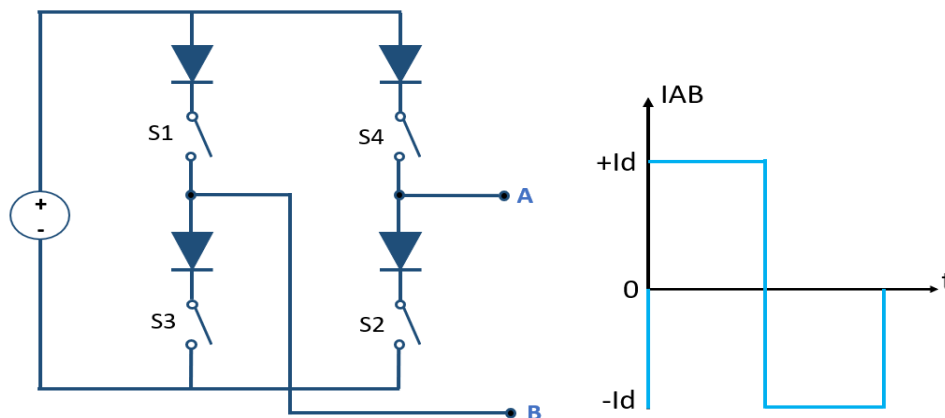


Figura 8. Inversor con fuente de corriente monofásico con tiristor [21].

2.6.2 Conmutación suave SS

De acuerdo a lo descrito anteriormente los interruptores que conforman los inversores en conmutación forzada operan al conducir o interrumpir toda la corriente de la carga. En este proceso los interruptores soportan grandes esfuerzos y grandes pérdidas de potencia de conmutación que incrementa linealmente con la frecuencia de operación. Otra de las desventajas que presenta el modo de conmutación forzada es la interferencia electromagnética producida (EMI), por motivo de la existencia de grandes di/dt y dv/dt que se originan por dicho modo de operación [21].

Las topologías de inversores y habilidades de conmutación que se presentan en conmutaciones a voltaje y/o corriente cero eliminando las pérdidas de conmutación necesitan alguna forma de resonancia LC y pueden clasificarse en sentido amplio de convertidores resonantes o de conmutación suave.

“La conmutación suave espera tener la transición de conmutación del interruptor bajo condiciones favorables, es decir con voltaje cero y corriente cero o una solo de estas condiciones” [4]

Los circuitos resonantes se encargan de que la señal de salida del inversor este oscilando y se tenga como resultado una señal sinusoidal a la salida, por lo cual se determina que para obtener una señal sinusoidal a la salida se requiere que el inversor se encuentre acompañado por un circuito de resonancia [21].

Dentro de los convertidores de conmutación suave se encuentran los circuitos resonantes y los cuasi resonantes, los mismos que se detallan a continuación:

a) Circuitos resonantes

Los circuitos resonantes son una combinación de elementos R, L y C que tiene una característica de respuesta en frecuencia similar a la que se muestra en la figura 9. Como se puede observar en la figura, la respuesta tiene un máximo de frecuencia f_r , disminuyendo a la derecha y a la izquierda de dicha frecuencia. En definitiva, para un intervalo particular de frecuencias, la frecuencia es cercana o igual al máximo [28].

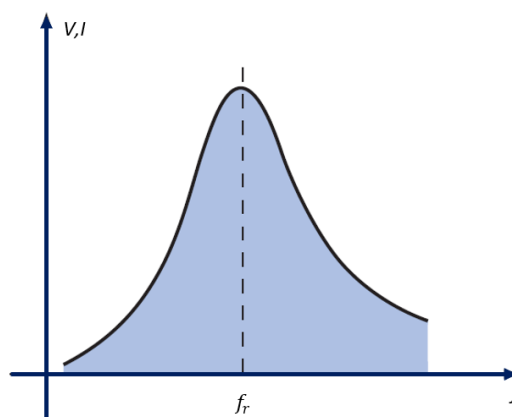


Figura 9. Curva de resonancia [28].

Existen dos tipos de circuitos resonantes: en serie y en paralelo, los cuales se explican a continuación:

Circuito resonante serie

Un circuito resonante, ya sea en serie o en paralelo debe estar compuesto por un elemento inductivo y un capacitivo, además siempre estará presente un elemento resistivo, debido a la resistencia interna de la fuente (R_s), a la resistencia interna del inductor (R_l), y a cualquier resistencia que se agregue para el control de la forma de onda de la curva de respuesta ($R_{\text{diseño}}$). La configuración básica del circuito resonante en serie es el que se puede observar en la figura 10, cuya apariencia es el resultado de la combinación de los elementos resistivos en serie en un solo valor total, es decir: [28].

$$R = R_s + R_l + R_d \quad (8)$$

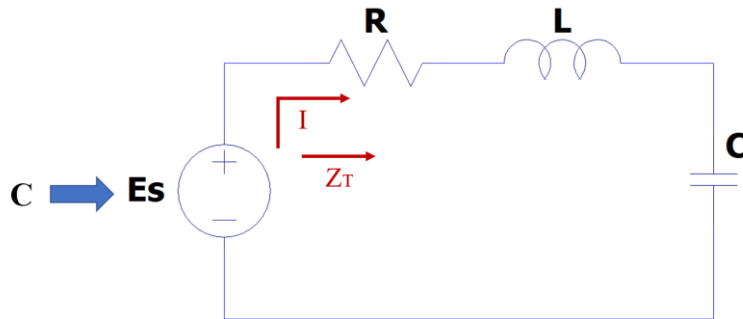


Figura 10. Circuito resonante en serie [28]

La impedancia total de esta red a una frecuencia cualquiera es determinada por medio de la siguiente expresión:

$$Z_r = R + jX_L - jX_C = R + j(X_L - X_C)$$

De esta forma, las condiciones de resonancia que describen al circuito serie ocurrirán cuando:

$$X_L = X_C \quad (9)$$

Quitando la componente reactiva de la ecuación de la impedancia total, la impedancia total resonante será la que se expresa:

$$Z_{r_s} = R \quad (10)$$

La frecuencia de resonancia puede ser determinada en términos de inductancia y la capacitancia teniendo en consideración la ecuación (10):

$$X_L = X_C$$

Sustituyendo se obtiene

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad y \quad \omega^2 = \frac{1}{LC} \quad (11)$$

O sea que $\omega L = 1/\omega C$, o lo que es lo mismo:

$$2\pi fL = 1/2\pi fC$$

Despejando f se obtiene

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Dónde:

f_0 = frecuencia de resonancia (en Hertzios)

L= Inductancia (en Henrios)

C= Capacitancia (en Faradios)

Circuito resonante paralelo

El circuito resonante en paralelo es la combinación R-L-C con una fuente de corriente aplicado como se puede observar en la figura 11. En el circuito resonante en paralelo, la impedancia se caracteriza por ser relativamente alta en resonancia, por lo que produce un voltaje significativo V_C y V_L en relación con la expresión de la ley de Ohm ($V_C=IZ_T$). Para la red que se aprecia en la figura 11, la resonancia ocurre cuando $X_L=X_C$ y la frecuencia de resonancia será la misma que se obtuvo en la resonancia en serie [28].

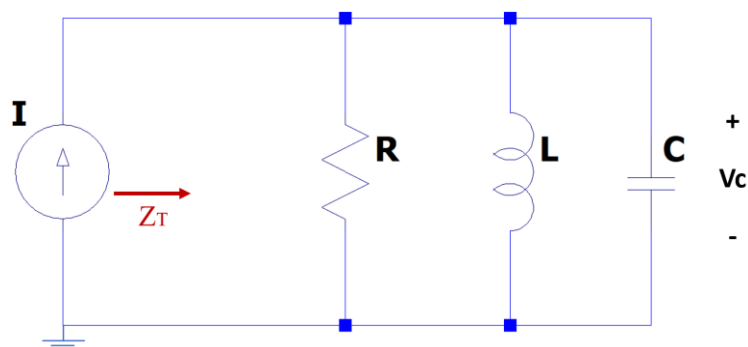


Figura 11. Red Resonante en paralelo ideal [28]

En la figura 11 se puede observar una red resonante ideal, que únicamente puede ser supuesta para condiciones específicas de redes, sin embargo, en la práctica, la resistencia interna de la bobina debe ser colocada en serie con el inductor, como se aprecia en la figura 12. La Resistencia R_1 no debe ser incluida en una combinación simple en serie o en paralelo con la resistencia de la fuente y cualquier resistencia que se agregue para fines de diseño. A pesar de que la R_1 , es generalmente pequeña en magnitud, al compararse con otros niveles de resistencia y reactancia de la red presenta un importante impacto sobre la condición de resonancia en paralelo [28].

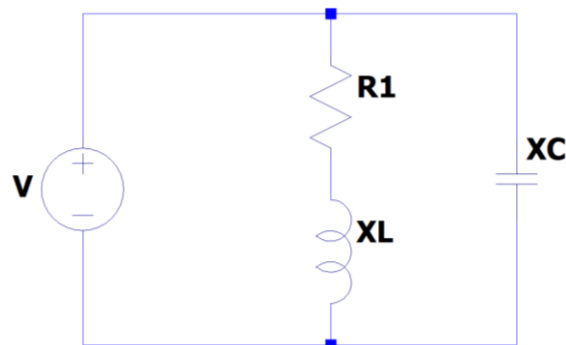


Figura 12. Red L-C en paralelo práctico [28]

b) Circuitos Cuasi-Resonantes

En los circuitos inversores cuasi resonantes los interruptores de potencia se reemplazan por interruptores resonantes. El interruptor resonante es un circuito que se encuentra conformado por un interruptor de potencia y dos elementos de resonancia L_r y C_r , los cuales se pueden clasificar en:

- Interruptores resonantes de corriente cero
- Interruptores resonantes de voltaje cero

Estos dos tipos de interruptores se detallan a continuación:

Etapas ZVS (Conmutación de voltaje cero)

Los interruptores resonantes de voltaje cero son aquellos en los cuales el condensador C_r se encuentra conectado en paralelo con el interruptor para obtener la conmutación por voltaje cero (ZVS), estos pueden operar en modo de media onda o de onda completa. De manera básica, la topología ZVS está enfocada a eliminar la pérdida de conmutación

de encendido, ocasionando que la tensión del circuito de conmutación sea cero justo antes de que el dispositivo se encienda o cambien a estado “ON”, produciendo una alta frecuencia. En la figura 13 se puede apreciar el circuito típico del inversor cuasi-resonante PWM-ZVS [29].

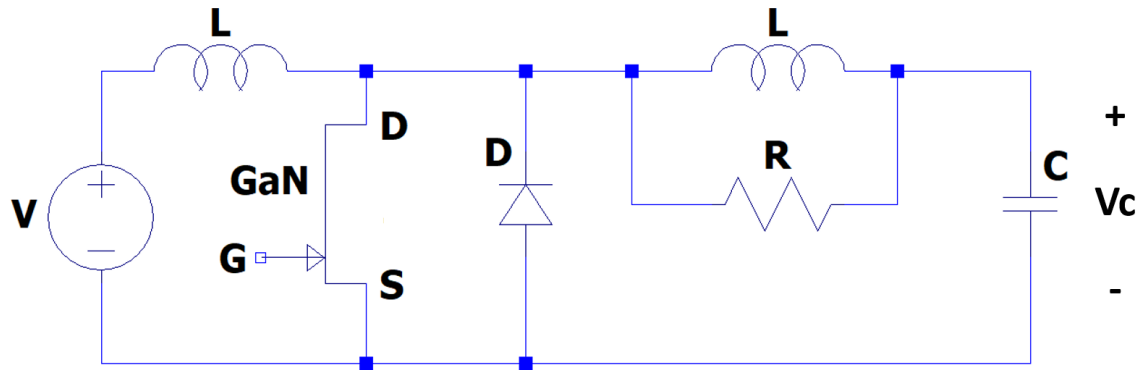


Figura 13. Circuito básico de un inversor cuasi-resonante PWM-ZVS

Etapa ZCS (Conmutación de corriente cero)

En el interruptor resonante de corriente cero, la inductancia L_r se encuentra conectada en serie con el interruptor de potencia para obtener la conmutación por ZCS, el cual tiene la capacidad de operar en media onda o de onda completa [29].

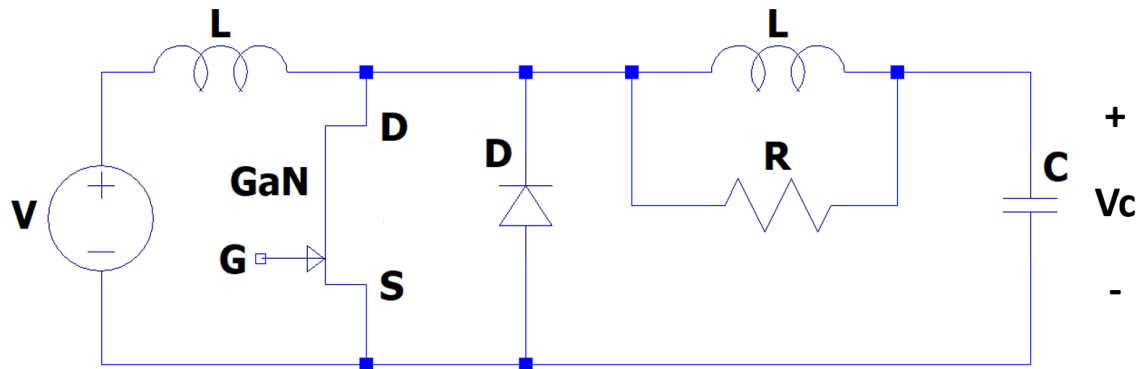


Figura 14. Etapa ZCS [29]

3. CONVERTIDOR RESONANTE

El convertidor resonante es cualquier convertidor que es capaz de utilizar la frecuencia de conmutación de sus interruptores para lograr el denominado soft switching, el mismo que consiste en la conmutación a tensión o corriente cero logrando eliminar de esa forma las pérdidas de conmutación [30]. Son usados comúnmente para aplicaciones de carga fija como por ejemplo los hornos de inducción, las luces fluorescentes o generadores ultrasónicas, entre otra.

3.1 Semi-puente resonante en serie

En convertidor resonante semipuerto consiste en tener conectados dos interruptores en serie uno con el otro y un circuito resonante serie conectado entre los dos interruptores. Cada uno de estos interruptores tiene en antiparalelo un diodo volante, La componente RL de la carga se pertenece con el conjunto inductor recipiente [5].

Las siguientes figuras se muestra el diagrama de bloques aplicado a la cocina de inducción y el diagrama esquemático del diseño completo del inversor resonante.

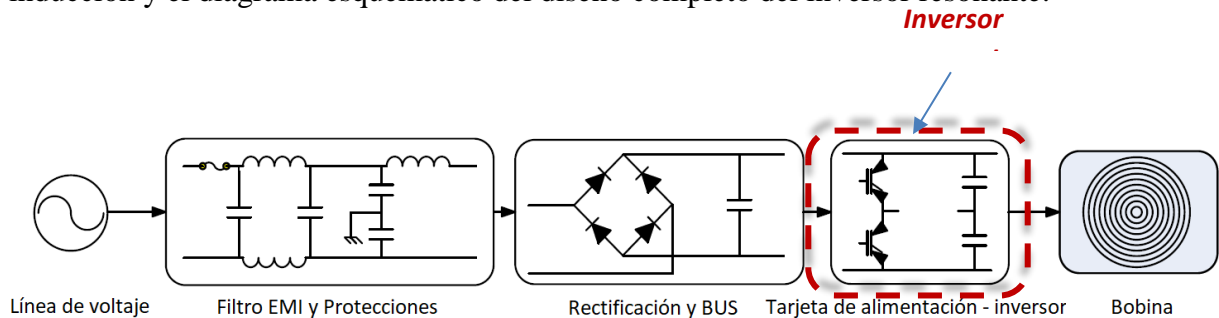


Figura 15. Diagrama de bloque aplicado a la cocina de inducción.

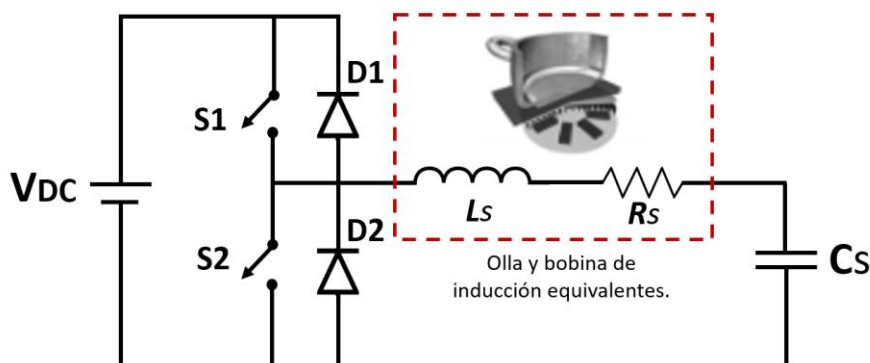


Figura 16. Convertidor resonante semi puente [5]

Cuando únicamente el interruptor $S1$ se encuentra encendido por un tiempo $T_0/2$, el voltaje de salida es instantáneo por medio de la carga, v_o , es $V/2$, y en el caso de que

solamente el interruptor S2 se encuentre encendido por un tiempo $T_0/2$, aparece sobre la carga $-V/2$. Por tal motivo el circuito se encuentra diseñado de tal forma que los dos interruptores no se enciendan al mismo tiempo [31].

Para que la respuesta de la carga sea oscilante, es necesario que el factor de calidad Q sea mayor a 0,5. La potencia de salida aproximada al primer armónico se, puede ser calculado por medio de la siguiente ecuación:

$$P_o \cong \frac{\hat{V}_{o1}^2}{2R \left(1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2 \right)} \quad (12)$$

En esta configuración se utiliza el control de onda cuadrada simétrica con conmutación ZVS para el estado ON de los transistores y conmutación dura para el paso a OFF. La conmutación ZVS se basa en conmutar el transistor 0v (*Zero Voltaje Switching*), lo cual se logra a través de la conducción del diodo en antiparalelo, que evita que se originen pérdidas en el transistor durante el paso a conducción [5].

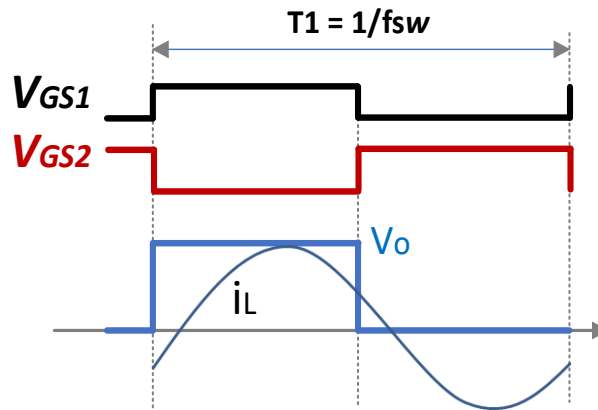


Figura 17. Conmutación ZVS

Para lograr conseguir este tipo de conmutación se requiere que la fase sea positiva (inductiva) para retardar la corriente y que esta no se elimine antes de la conmutación.

Se obtiene el máximo de potencia a la frecuencia de resonancia donde, además la red es puramente resistiva (fase cero) y tanto la conmutación de estado a ON como a estado OFF se efectúan sin corriente (pérdidas de conmutación nulas). El análisis de la estructura se divide en cuatro partes de acuerdo a cuál de los 4 dispositivos conduce la corriente. De acuerdo a ello, en la siguiente figura se puede observar las formas de onda

de la tensión y la corriente de salida del semipunto con la respectiva indicación del dispositivo activo en cada intervalo [5].

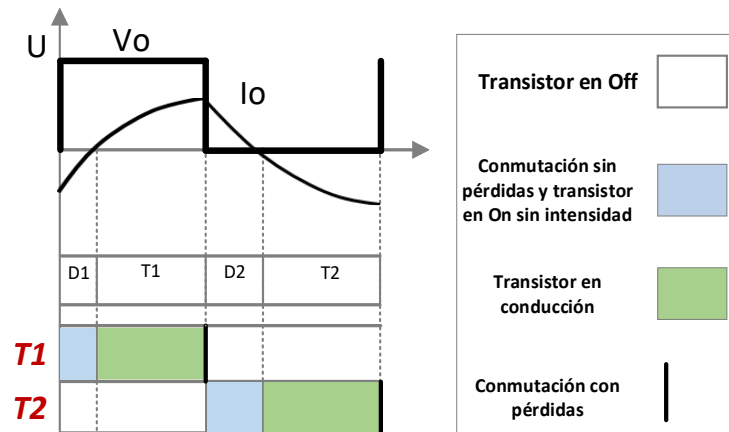


Figura 18. Conmutación del conversor semipunto [5]

En la figura 19 se puede observar el primer intervalo, donde la corriente circula por el diodo superior (D1). En el intervalo mencionado se aprovecha para hacer que el transistor conmute en modo ZVS, razón por la cual, al ser la tensión 0V no se presenta pérdida de conmutación. A diferencia de otras etapas que utilizan transistores MOSFET o MOSFET la bilateralidad que tiene el JFET al momento de conducir corriente provoca que el diodo conduzca hasta que la corriente llegue a 0V o le releve el transistor [5].

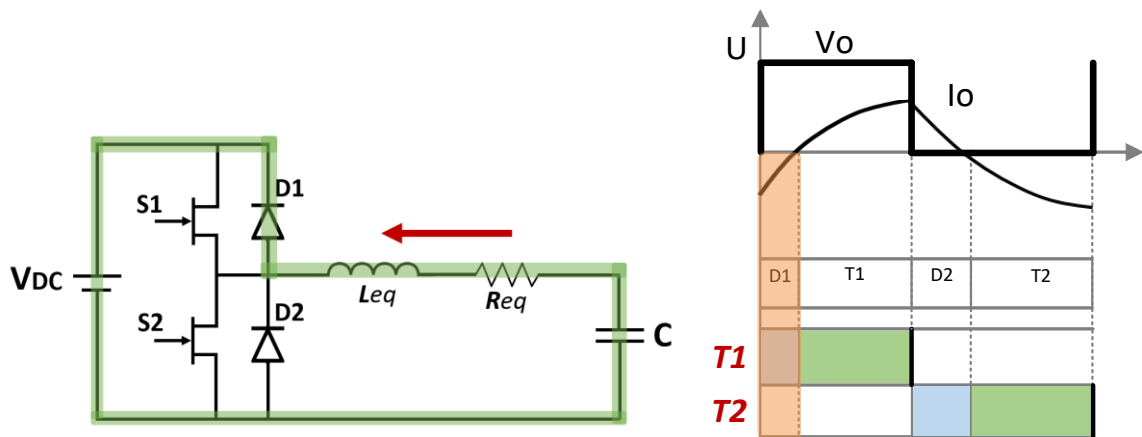


Figura 19. Diodo superior conduciendo lado izquierdo, forma de onda lado derecho [5]

En la figura 20 se puede observar el segundo intervalo, en el cual el transistor superior (S1) empieza a conducir inyectando corriente a la bobina. Al llegar a la mitad del ciclo de trabajo, el transistor se apaga. El transistor apagado produce pérdida de conmutación.

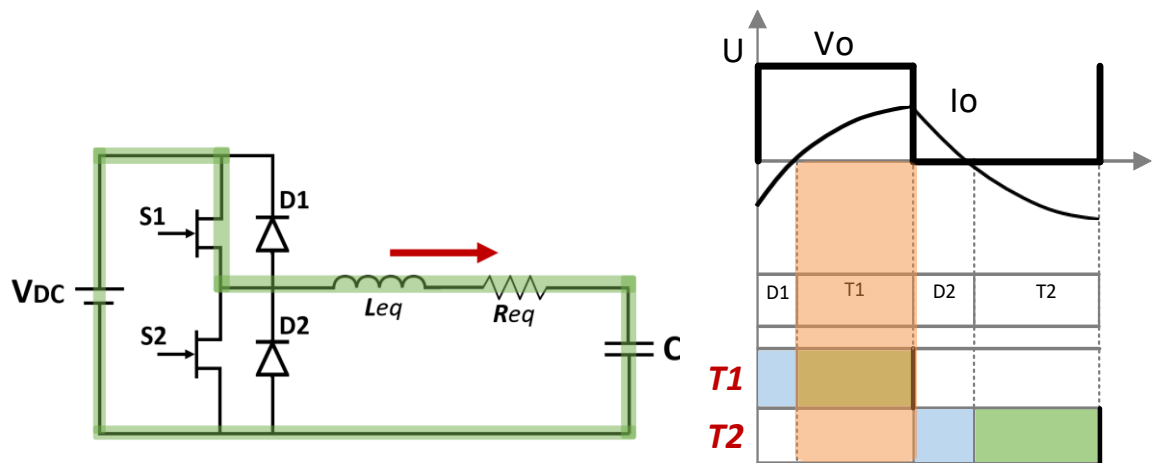


Figura 20. Transistor superior conduciendo lado izquierdo, forma de onda lado derecho [6]

En la figura 21 se puede observar el tercer intervalo que corresponde a la conducción del diodo inferior ($D2$). Es importante considerar que la bobina es un componente que no permite cambios violentos en la corriente que circula por ella, al añadir los diodos se origina una vía para que la corriente siga circulando [5].

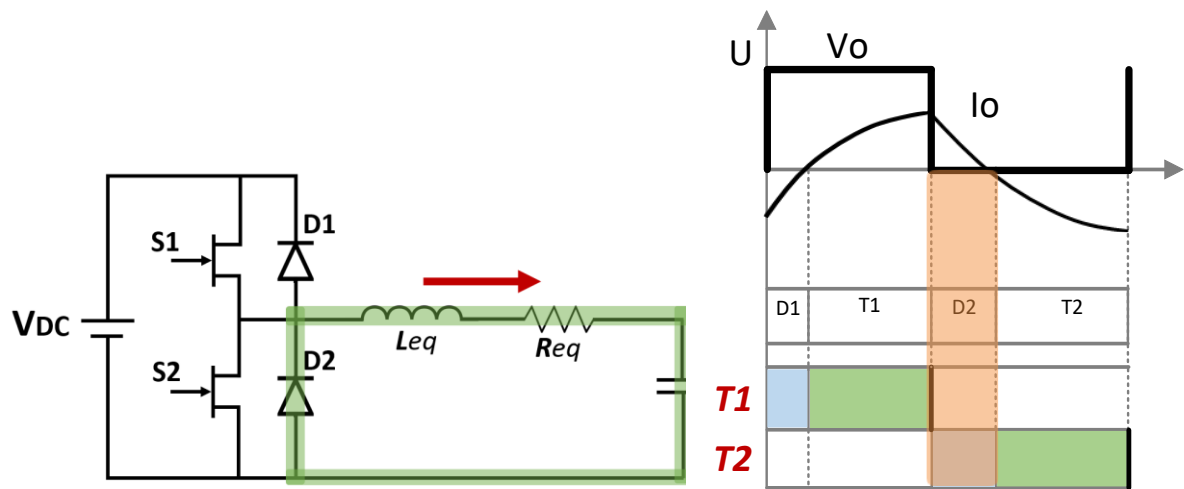


Figura 21. Diodo inferior conduciendo lado izquierdo, forma de onda lado derecho [5]

En la figura 22 se puede observar el último intervalo que corresponde a la conducción del transistor inferior ($S2$), en el cual se extrae la corriente de la bobina. Cuando se termina e periodo el transistor pasa a corte, lo que produce pérdidas de conmutación. El siguiente ciclo se origina con la conducción del diodo superior [5].

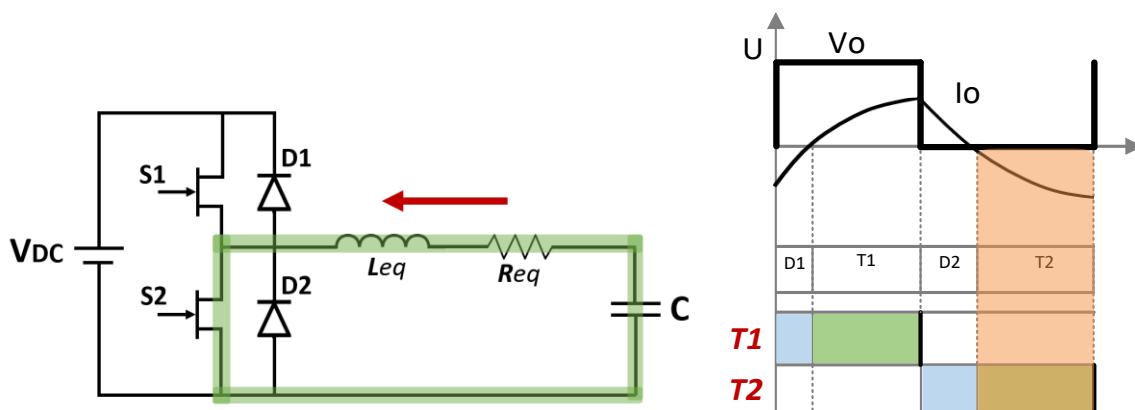


Figura 22. Transistor inferior conduciendo lado izquierdo, forma de onda lado derecho [5]

Entre las principales ventajas e inconvenientes de esta tipología se puede mencionar las siguientes:

Tabla 1. Ventajas e inconvenientes del medio puente [25]

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> Se utiliza únicamente dos interruptores Debido a que la señal es bipolar no aplica componentes de CD al circuito resonante 	<ul style="list-style-type: none"> Requieren de la existencia de dos capacitores de filtrado, los mismos que deben ser seleccionados de manera adecuada para mantener la energía necesaria en cada ciclo. Los interruptores deben soportar el doble del voltaje aplicado al circuito resonante. La tensión que se presenta a la salida es la mitad de la tensión de alimentación de CD

3.1 Semi-puente resonante en serie

El inversor Resonante medio puente es la topología más empleada en cocinas de inducción para sistemas de múltiples quemadores y alta potencia, debido a su simplicidad, su rentabilidad y los requisitos eléctricos de sus componentes. La carga equivalente es básicamente el **tanque resonante**, que consiste en la bobina inductiva, los condensadores resonantes y la resistencia equivalente de la bandeja [28].

El acoplamiento de inducción (bobina y bandeja) se puede modelar como una conexión en serie de un inductor y una resistencia, basado en la analogía de un transformador, y se define por los valores de L_r y R_{carga} . Estos valores cambian principalmente con la frecuencia de conmutación aplicada a los interruptores, el material de la bandeja, la temperatura y el acoplamiento inductor-bandeja. El medio puente Resonante es similar a

un medio puente estándar, donde la capacidad del bus (los condensadores resonantes) se establece de acuerdo a la bobina para resonar a una determinada frecuencia (frecuencia resonante). La etapa de potencia está compuesta por dos interruptores con diodos antiparalelos, dos condensadores y una bobina [28].

El circuito se puede simplificar para los cálculos, tal como se muestra en la Figura 23.

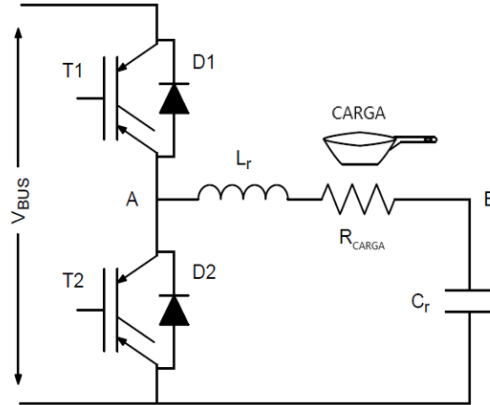


Figura 23. Circuito equivalente del medio puente resonante para la cocina de inducción [28].

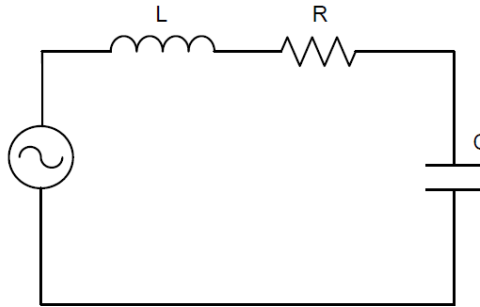


Figura 24. Circuito equivalente resonante en serie [28].

La figura 24 muestra el circuito resonante de serie equivalente. El circuito equivalente para el medio puente resonante es equivalente al circuito en serie. La impedancia de este circuito está dada por la siguiente ecuación:

$$Z_{serie} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R \quad (13)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (14)$$

Donde Z_{serie} es la impedancia del circuito desde el punto de vista del generador y ω es la frecuencia angular.

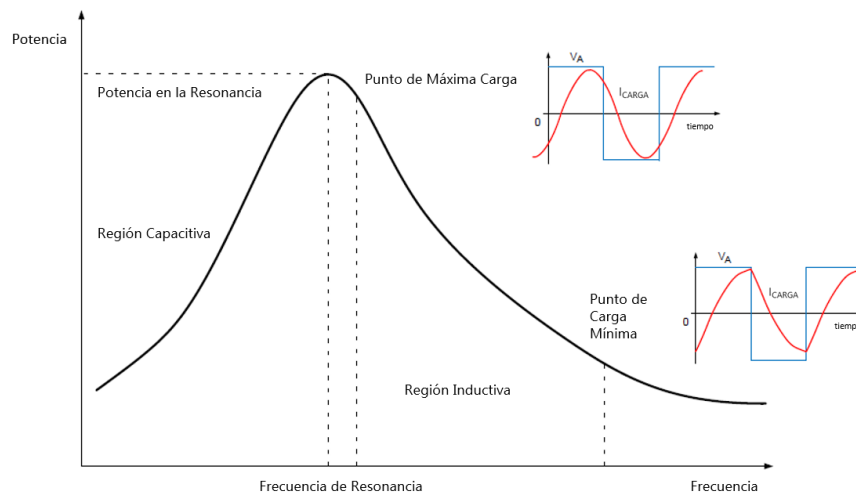


Figura 25. Potencia salida vs Frecuencia de conmutación para carga máxima y mínima [28].

Para este tipo de circuito existe básicamente tres modos de operación: por debajo de la resonancia, por encima de la resonancia y en la frecuencia de resonancia. Estas tres áreas se caracterizan como carga capacitiva cuando $f < f_{res}$, una carga inductiva cuando $f > f_{res}$ y una carga resistiva pura cuando $f = f_{res}$. Dichas condiciones son posibles verlas en la Figura 25 [28]

En el diseño de un medio puente resonante para aplicaciones de calentamiento por inducción, es importante diseñar el sistema general para trabajar en el área de carga inductiva y también en el rango de la frecuencia de resonancia. Esto se debe al hecho de que para el área de carga capacitiva hay tres efectos perjudiciales principales que pueden causar daños al dispositivo durante el encendido: Recuperación inversa del diodo antiparalelo del interruptor opuesto; descarga de la capacitancia de salida del transistor y el efecto de capacitancia de Miller.

Principio de funcionamiento del medio puente

La Figura 26 muestra las formas de onda operativas para una cocina de inducción tal que [28]:

- Para el voltaje a una frecuencia de conmutación igual a la frecuencia resonante (forma de onda azul del gráfico superior),
- La corriente (forma de onda roja del gráfico superior) en el circuito resonante y
- Las señales de la puerta (azul de la gráfica inferior la puerta de forma de onda T1 y la roja uno T2) para los dos interruptores cambia cuando el convertidor

opera cerca de la frecuencia de resonancia. Este modo de operación entrega la máxima potencia posible a la carga.

A niveles de potencia inferiores al máximo, la frecuencia de conmutación aumenta y la forma de onda ya no es sinusoidal. Este es el caso cuando el quemador no está siendo operado en modo impulso [28].

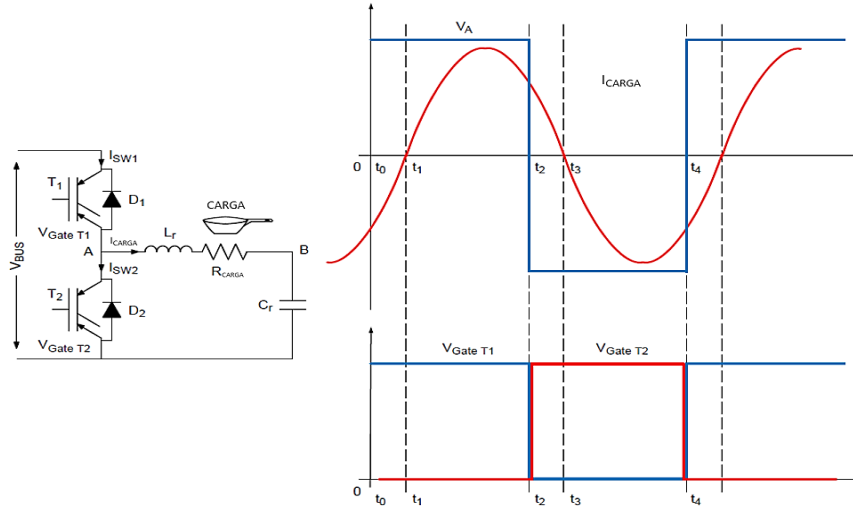


Figura 26. Formas de onda de medio puente resonante [28].

Gráfico superior: Corriente de carga (rojo) y voltaje en el punto central A (azul).

Gráfico inferior: Voltaje de la compuerta para el lado superior MOSFET (azul) y el lado inferior MOSFET (rojo).

La Figura 26 muestra la forma de onda operacional para ambos interruptores para una frecuencia de conmutación por encima de la frecuencia de resonancia. Básicamente, el funcionamiento normal se puede dividir en cuatro intervalos: $t_0 - t_1$, $t_1 - t_2$, $t_2 - t_3$ y $t_3 - t_4$. La figura 27 ilustra la corriente en un interruptor. La secuencia de conducción de los dispositivos semiconductores es $D_1 - T_1 - D_2 - T_2$. Se considera $t_0 - t_1$ (Figura 26). Antes de t_0 , la corriente fluye a través de T_2 y cuando se desactiva T_2 , se obliga a D_1 a ir en conducción, mientras que la puerta de T_1 aún está apagada. Esto es para evitar la conducción cruzada. **El tiempo en el que ni la puerta de T_1 ni la de T_2 están en estado activo se denomina tiempo muerto.** En t_0 , la compuerta de T_1 se activa, pero la corriente aún fluye a través de D_1 como se muestra en la Figura 26. En t_1 la corriente pasa de negativa a positiva y comienza a fluir hacia T_1 . La corriente de recuperación inversa del diodo fluye a través del MOSFET opuesto sin causar más pérdidas en los dispositivos de medio puente resonantes. En el momento del encendido, las pérdidas en los dispositivos son cero, mientras que al apagar las pérdidas son bastante relevantes

debido al cruce entre la corriente alta y la alta tensión. De hecho, en t_2 , el interruptor T_1 se apaga mientras la corriente aún es alta y esto provoca una superposición con el voltaje que causa pérdidas de apagado en el dispositivo. Además, está presente el efecto Miller, lo que provoca un aumento de la carga de la puerta de entrada del transistor y reduce la velocidad de apagado, lo que provoca un aumento de las pérdidas. Los intervalos $t_2 - t_3$ y $t_3 - t_4$ son los mismos que los anteriores, excepto que T_2 y D_2 son ahora los dispositivos operativos [28].

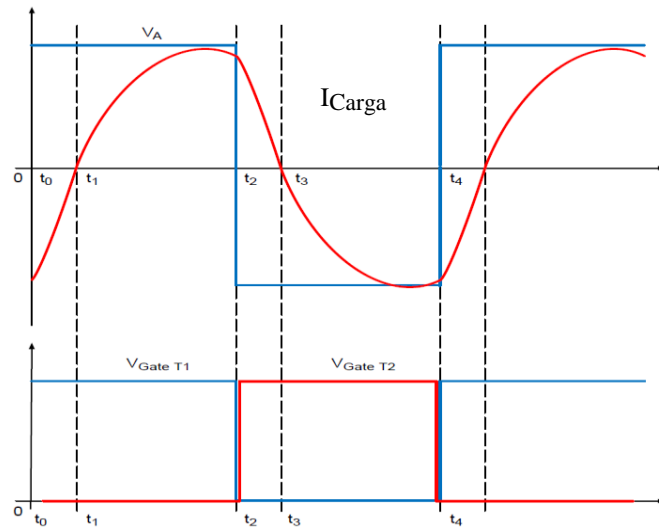


Figura 27. Formas de onda de medio puente resonante para una frecuencia de conmutación mayor a la frecuencia de resonancia [28].

Gráfico superior: corriente de carga (rojo) y voltaje en el punto central A (azul). *Gráfico inferior:* Voltaje de la compuerta para el lado superior MOSFET (azul) y el lado inferior MOSFET (rojo).

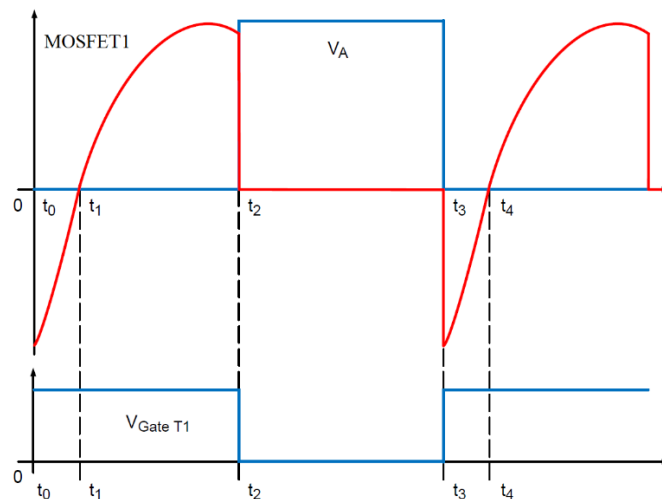


Figura 28. Formas de onda de medio puente resonante para zona alta MOSFET T1 cuando la Frecuencia de conmutación es mayor a la Frecuencia de resonancia [28].

Gráfico superior: MOSFET1 corriente I_D (rojo) y voltaje drenador y surtidor V_{DS} (azul). *Gráfico inferior:* Voltaje de la compuerta para el lado superior MOSFET (azul).

3.2 Cuasi-Resonantes

Estos convertidores son silenciosos y atractivos para los electrodomésticos, debido a que solo requieren un interruptor, generalmente un MOSFET y un solo condensador resonante. Los convertidores cuasi-resonantes pueden considerarse como una buena combinación entre el costo y la eficiencia de conversión de energía. Un inconveniente de esta familia de convertidores es el rango de regulación limitado, que se define comúnmente como la relación entre el nivel máximo de potencia (limitado por el voltaje máximo admitido a través del interruptor) y la potencia mínima configurable (limitado por la pérdida de la condición de conmutación de voltaje cero ZVS o modo de conmutación suave) [28].

Si bien es deseable operar en el modo ZVS, normalmente se permite que las cocinas de calentamiento por inducción funcionen a niveles de potencia en los que el voltaje resonante no llega a cero. En este modo de operación de baja potencia, la unidad puede operar en el nivel de mínima potencia durante 1 segundo y luego apagarse durante 1 segundo. Esto es mucho más corto que la constante de tiempo térmica de la sartén y su contenido, y no tiene ningún efecto negativo en la cocción; sin embargo, ayuda a maximizar la eficiencia de la etapa de potencia, limitando el aumento de temperatura del interruptor MOSFET [28].

Para una condición de carga dada, el nivel máximo de potencia y la tensión de red máxima, la clasificación de voltaje pico del interruptor y del condensador resonante, se puede calcular a partir de la teoría de un convertidor cuasi-resonante y se puede aproximar mediante la ecuación 16.

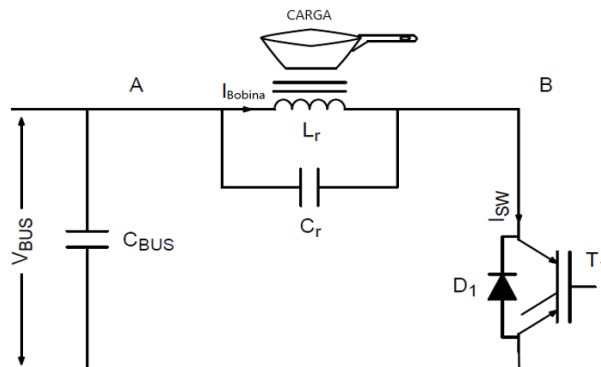


Figura 29. Módulo de impedancia y fase del circuito equivalente resonante (medio puente).

$$V_{res} = \sqrt{\frac{2 \cdot E}{C}} \quad (15)$$

Donde E es la energía almacenada en la parte inductiva de la carga durante la fase T_{ON} . Y se la obtiene de la siguiente expresión.

$$E \cong \frac{1}{2} L \cdot I_{pk}^2 \quad (16)$$

Principio de funcionamiento del convertidor cuasi resonante

Para la operación del convertidor cuasi-resonante, existen dos fases principales de operación (consulte la Figura 30): una fase de carga donde el sistema se comporta como un sistema de primer orden LR y una fase de resonancia donde el sistema actúa como un sistema de segundo orden LRC. Los convertidores QR funcionan de acuerdo con una secuencia de dos fases en la que, durante la primera fase, la bobina (L_r) se carga manteniendo el interruptor T_1 en un estado activado y suministrando energía a la carga debido a la corriente en el inductor. Durante la segunda fase, la energía almacenada en el inductor se transfiere al condensador resonante (C_r) y se disipa parcialmente en la carga, que se representa en la capa inferior de la olla. La energía disipada en la resistencia es la energía real entregada a la carga [28].

En el tiempo 0 en el gráfico de la Figura 30, el diodo D_1 está conduciendo y la puerta de T_1 está apagada. Esto continúa hasta el tiempo t_0 . En t_0 la corriente pasa de negativa a positiva y comienza a fluir a través de T_1 . En el convertidor cuasi-resonante, las pérdidas de apagado son relevantes debido a la transición entre la corriente alta y la tensión alta. De hecho, en t_1 , el interruptor T_1 se apaga mientras la corriente sigue siendo alta y esto lleva a una superposición con el voltaje que causa pérdidas de apagado en el dispositivo. También el efecto Miller conduce a un aumento de las pérdidas. Después de apagar el dispositivo, el tanque resonante comienza a oscilar. Esta fase de resonancia se puede dividir en intervalos de voltaje $t_1 - t_2$ en el dispositivo positivo y corriente en la bobina positiva y voltaje $t_2 - t_3$ en el dispositivo sigue siendo positivo pero la corriente en la bobina es negativa [28].

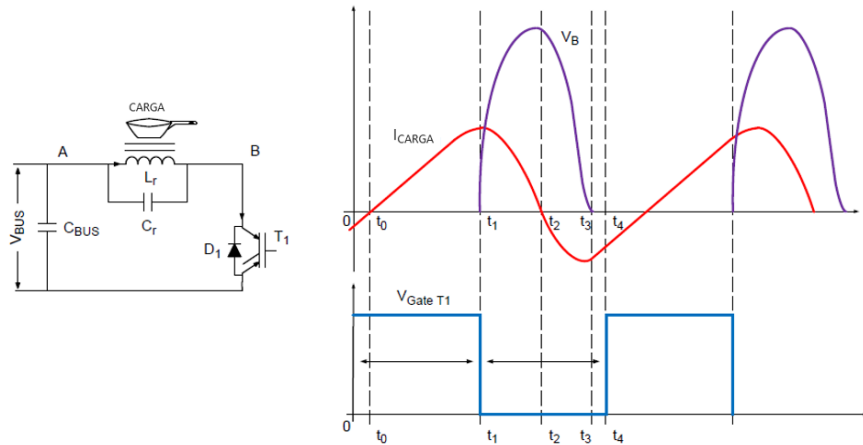


Figura 30. Formas de onda del inversor cuasi-resonante [28]

Gráfico superior: La forma de onda roja es la corriente en la bobina L_r , mientras que la forma de onda púrpura es el voltaje en los dispositivos de potencia ($T_1 + D_1$).

Gráfico inferior: Tensión de destino MOSFET.

3.3 Puente completo

Un inversor de puente completo (*Full Bridge Inverter*) se usa generalmente para energizar la bobina de inducción para generar una inducción magnética de alta frecuencia entre la bobina y el recipiente de cocción; en consecuencia, se desarrollan corrientes de Foucault de alta frecuencia que resultan en el calentamiento de la superficie inferior del recipiente. La figura 31 muestra que el FBI para aplicaciones de cocción por inducción de baja potencia. El dispositivo semiconductor de potencia de alta frecuencia de conmutación (Power MOSFET) se utiliza en esta aplicación [29].

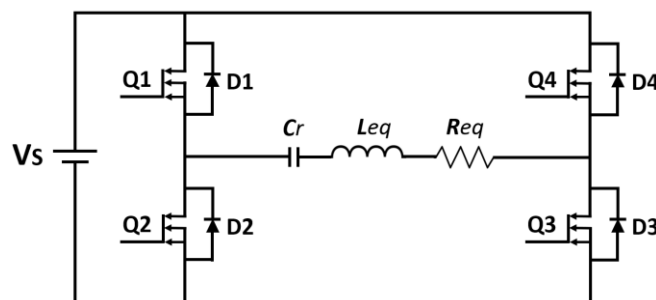


Figura 31. Inversor de puente completo resonante serie [29].

El circuito de carga consta de una inductancia equivalente, resistencia equivalente y condensador resonante [29].

La tensión de entrada de DC se suministra directamente a un inversor. Luego, (Q_1 , Q_3) y (Q_2 , Q_4) se usan alternativamente para administrar una corriente de alta frecuencia a la bobina de inducción. En particular, cualquiera de los dos interruptores se opera en onda

cuadrada con un tiempo muerto adecuado entre los dos impulsos de conmutación. ZVS puede realizarse operando el inversor de medio tiempo en modo inductivo que naturalmente invoca la conducción de los diodos del cuerpo antes de la conmutación del MOSFET. Esto asegura que los MOSFET se operan a una frecuencia un poco más alta que la frecuencia de resonancia, lo que significa que los interruptores están encendidos con ZVS [29].

Modo de operación del inversor de puente completo

El inversor de puente completo consta de dos pines, cada una de las cuales consta de dos interruptores y sus diodos anti-paralelos. Los dos interruptores en cada pin se cambian de tal manera que uno de ellos está en su estado APAGADO, mientras que el otro está encendido.

Los modos de funcionamiento del circuito del inversor que se muestran en la Fig. 4 se dividen en cuatro modos de funcionamiento correspondientes a cada estado de conmutación de los dispositivos de potencia [29].

Modo 1: En la Figura 32 muestra que los MOSFET Q_1 y Q_3 se activan con pulsos cuadrados de alta frecuencia. La corriente sigue la dirección indicada en la figura 32 como Q_1 -C-L-RVs Q_3 . Durante esta operación V_{dc} aparecerá en la carga. Al final de este modo, Q_1 se apagará.

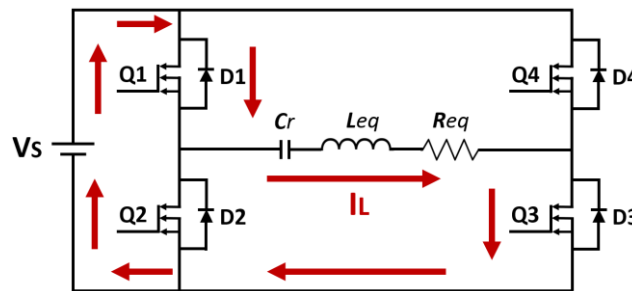


Figura 32. Cuando opera en Modo 1 [29].

Modo 2: En la Figura 33 muestra que el modo comienza cuando se cambia la transición de Q_1 al diodo del cuerpo (D_2) de Q_2 . La corriente de carga no cambiará instantáneamente en las aplicaciones de carga inductiva. La dirección de la corriente de carga es C-L-R- Q_3 - D_2 . Durante esta operación, aparece una tensión cero en la carga. Este modo termina cuando la corriente en la carga llega a cero [29].

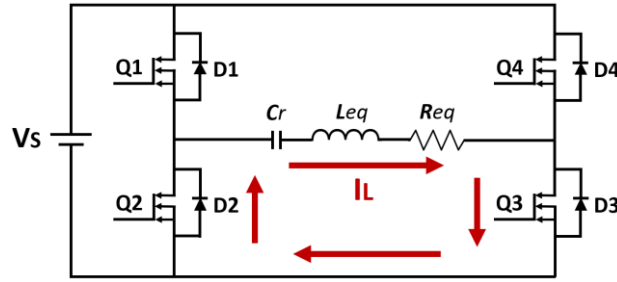


Figura 33. Cuando opera en Modo 2 [29].

Modo 3: En la figura 34 se muestra que el modo comienza de manera similar al Modo 1. En este modo, Q_2 y Q_4 se activarán. La corriente sigue la dirección indicada en la figura 34 según se modificó y también el voltaje en el circuito de carga se convirtió en $-V_{dc}$. La dirección de la corriente de carga es de Q_2 -R-L-C- V_s - Q_4 . Durante esta operación, aparece una tensión de $-V_{dc}$ a través de la carga. Este modo termina con apagado de Q_2 [29].

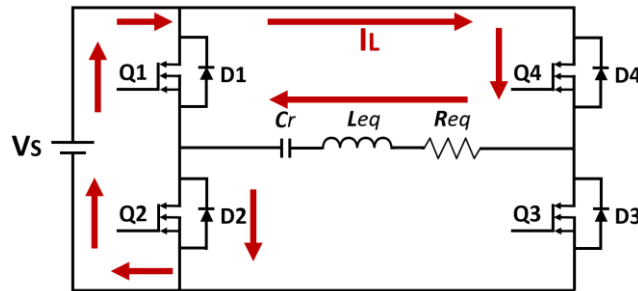


Figura 34. Cuando opera en Modo 3 [29].

Modo 4: En la figura 35 se puede observar que este modo de operación comienza cuando se cambia la transición de Q_4 al diodo del cuerpo (D_2) de Q_3 . La corriente de carga no cambiará instantáneamente en las aplicaciones de carga inductiva. La dirección de la corriente de carga es de D_3 -R-L-C Q_2 . Durante esta operación, aparece una tensión cero en la carga. Este modo termina cuando la corriente en la carga llega a cero [29].

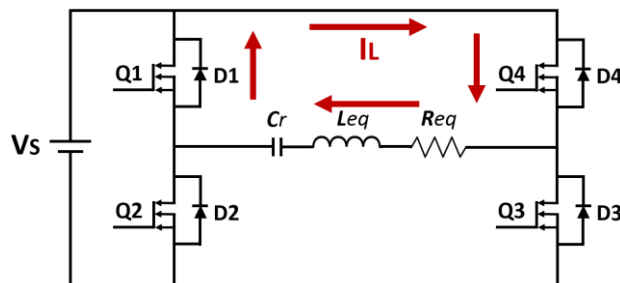


Figura 35. Cuando opera en Modo 4 [29].

4. SIMULACIÓN DEL INVERSOR RESONANTE

La figura 36, muestra el diseño del inversor resonante realizado en la herramienta LTspice. Este diseño indica cada una de las etapas de las que está compuesto.

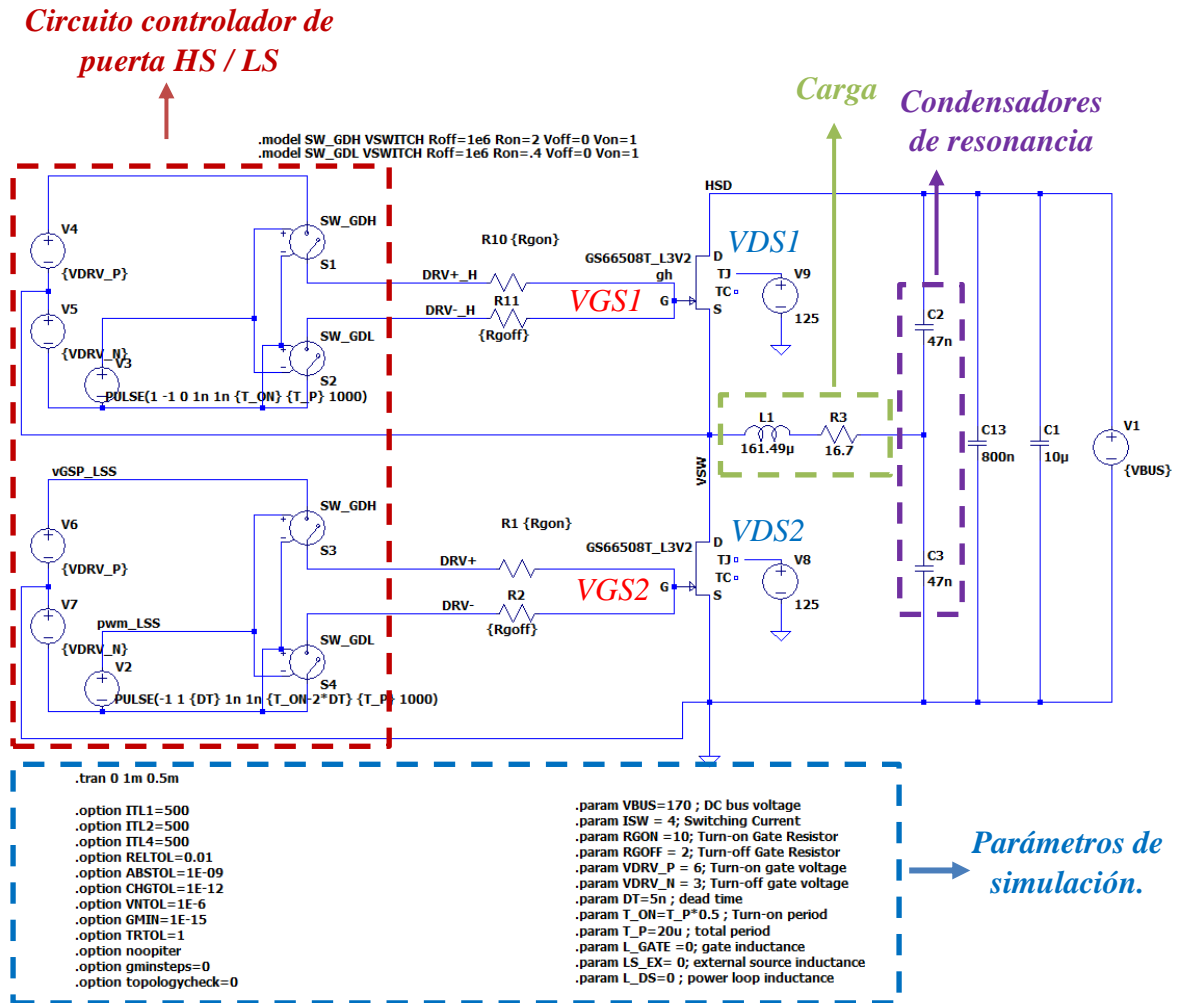


Figura 36. Diseño inversor resonante.

Los parámetros que variarán para cada una de las simulaciones son los que se muestra en la siguiente tabla:

Tabla 2. Parámetros de simulación.

.paramVBUS	170; DC bus voltage	Parámetros de prueba de conmutación
.paramISW	4; Switching Current	
.paramRGON	10; Turn-on Gate Resistor	
.paramRGOFF	2; Turn-off Gate Resistor	
.paramVDRV_P	6; Turn-on gate voltage	
.paramVDRV_N	3; Turn-off negative gate voltage	
.paramDT	5n; dead time	Inductancias parasitarias
.paramT_ON	T_P*0.5; Turn-on period	
.paramT_P	20u; total period	
.paramL_GATE	0; gate inductance	
.paramLS_EX	0; external source inductance	
.paramL_DS	0; power loop inductance	

La simulación en sí, caracteriza el circuito controlador de puerta, el dispositivo de conmutación (Transistor GaN GS66508T), el circuito equivalente de la carga (L1 y R3) y los condensadores de resonancia (C2 Y C3).

Circuito controlador de puerta: Representa una señal cuadrada que se aplica a la compuerta VGS del Transistor GaN, tal y como se observa en la figura 36.

Dispositivo de conmutación: Se utiliza el modelo de simulación GS66508T_L3V2 suministrado por el fabricante.

Sistema de alimentación: Especifica la tensión del bus de alimentación y está constituido por la fuente de alimentación Vbus y el condensador C1 y C13.

Condensadores de resonancia: Su valor conjuntamente con el de la carga fijarán la frecuencia de resonancia del convertidor. Se establecerán dos valores específicos de condensadores, en primera instancia se analizará la simulación con dos condensadores de 44 nF para el Hierro y posteriormente dos condensadores de 22 nF para el Aluminio.

Inductor-Carga: Se caracteriza por la bobina L1 y la resistencia R3, cuyos valores dependen de la frecuencia de conmutación del GaN aplicada, para lo cual realizamos una medición en el inductor-carga utilizado en el sistema real, obteniendo las medidas reflejadas en la tabla 3 y 4.

Pruebas realizadas sobre el modelo de simulación

Las diferentes regiones de trabajo se consiguen mediante la variación de la frecuencia de conmutación, del ciclo de trabajo y del valor de resonancia del condensador, lo cual dependerá también del modelo inductor-carga con el que estemos trabajando.

En este caso se van a realizar dos ensayos cuyo objetivo es comprobar el funcionamiento del modelo del inversor y caracterizarlo con el diseño real presentado en el Capítulo 5, posteriormente realizamos un análisis de resultados.

Para ambos ensayos partimos de acuerdo con los siguientes valores tanto para el Hierro como para el Aluminio.

Tabla 3. Parámetros de simulación Hierro.

Vbus [V]	Frecuencia del tren de pulsos fs [KHz]	Dead Time (ns)	LHe (μ H)	RHe (Ω)	C2 [nF]	C3 [nF]
170	34	87	242	20	44	44

Tabla 4. Parámetros de simulación Aluminio.

Vbus [V]	Frecuencia del tren de pulsos fs [KHz]	Dead Time (ns)	LAlu (μH)	RAlu (Ω)	C2 [nF]	C3 [nF]
170	115	87	52	2.3	22	22

Para determinar la frecuencia de resonancia que se obtiene con los valores de los condensadores y el inductor se aplica la siguiente expresión:

$$f_{res}(He) = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{res} * L_{eq}}} \rightarrow f_{res}(He) = \frac{1}{2\pi\sqrt{2 * 44 * 10^{-9} * 242 * 10^{-6}}} = 34.5 \text{ KHz}$$

En la figura 37 se puede observar la conmutación de los dos transistores GaN (VGS1 Y VGS2), con un Duty cycle al 50% y un Dead Time igual a 87ns.

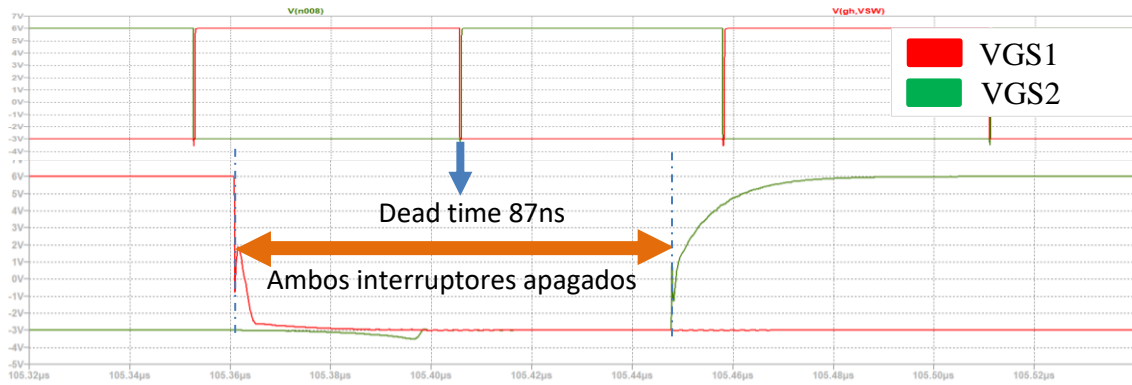


Figura 37. Conmutación de los GaN.

A continuación, con los parámetros establecidos en la tabla 3 se procede a identificar el comportamiento de las señales del sistema. En la siguiente figura se observa la tensión VDS1 (color azul), tensión en la carga (color rojo) y la corriente en la carga (color azul celeste).

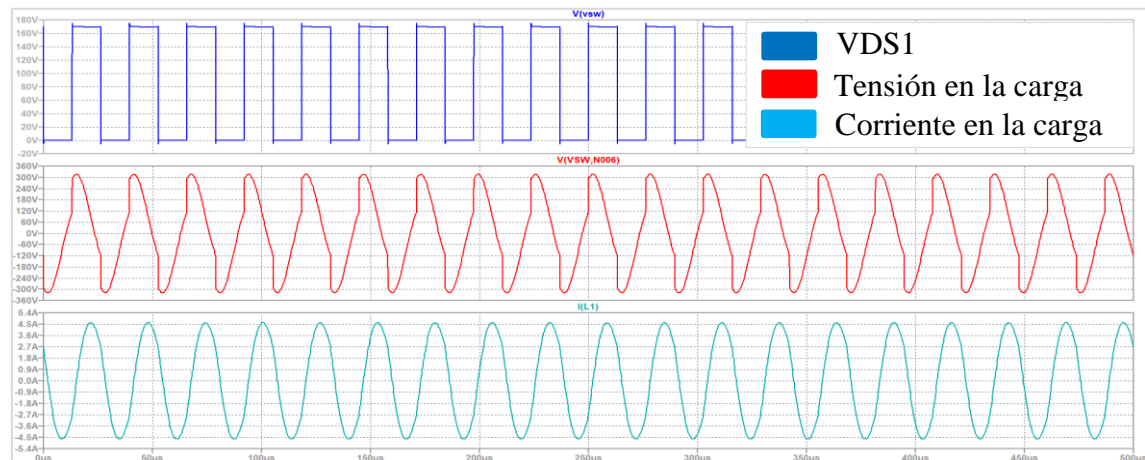


Figura 38. Conmutación de los GaN.

4.1 Ensayo en LTspice.

En este ensayo se pretende hacer trabajar al sistema con diferentes valores de frecuencia de conmutación tanto para el Hierro como para el Aluminio.

Inductor–carga: En las tablas 3 y 4 podemos observar que para una frecuencia de conmutación de 34 KHz obtenemos un modelo inductor-carga de $Leq = 242\mu H$ y $Req = 20 \Omega$ para el Hierro y a 115 KHz obtenemos un modelo inductor-carga de $Leq = 52\mu H$ y $Req = 2.3\Omega$ para el Aluminio.

Condensadores de resonancia: Trabajamos con dos condensadores de 44 nF y 22 nF representados por C2 y C3. Con este valor podemos asegurar que el sistema estará en la zona de operación óptima.

Potencia de salida frente a la frecuencia de conmutación para carga máxima (Hierro).

En la figura 39 se puede observar el diseño del inversor resonante, al cual se le ha modificado los valores del sistema Inductor-carga, los condensadores de resonancia y el valor del periodo para obtener un determinado valor de frecuencia según los parámetros detallados anteriormente.

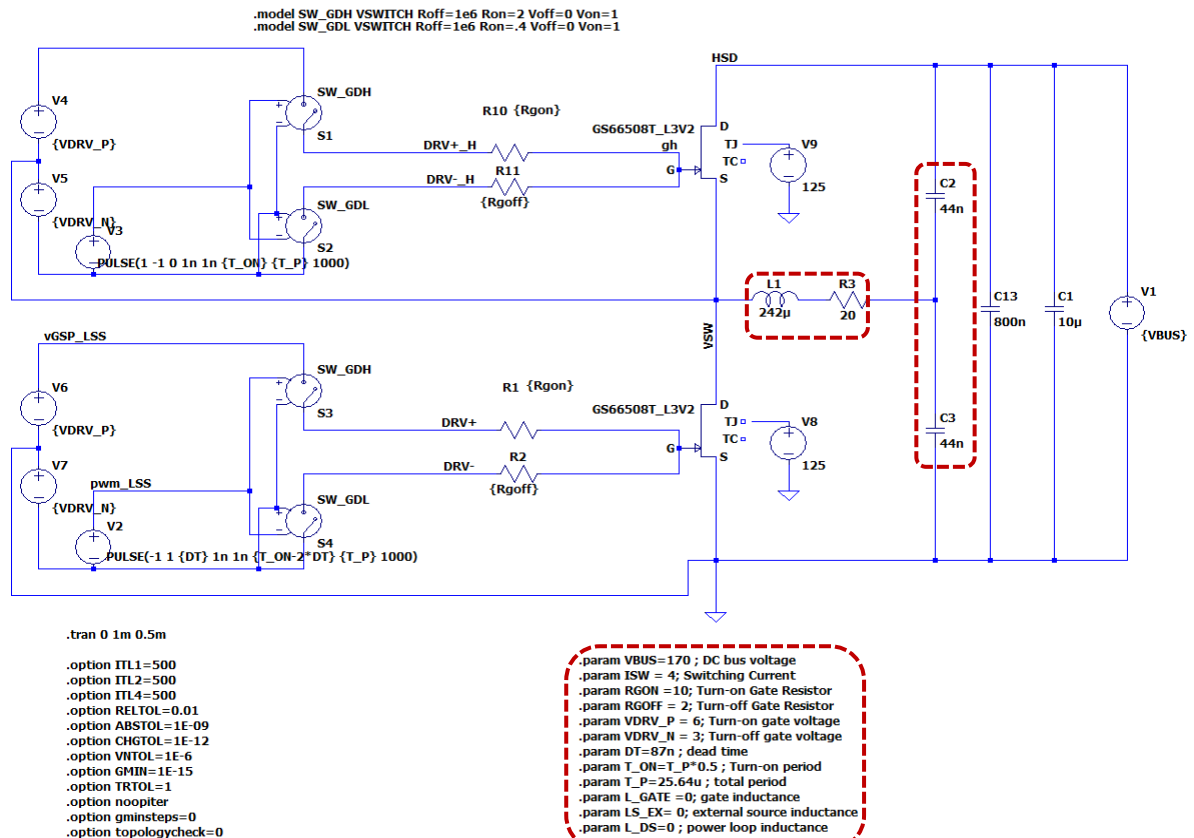


Figura 39. Diseño inversor resonante.

Al realizar la simulación del diseño se puede observar tres planos; el primero indica la potencia suministrada (color morado), el intermedio representa la potencia de salida (color azul) y el tercero muestra la intensidad del inductor y la tensión de la carga.

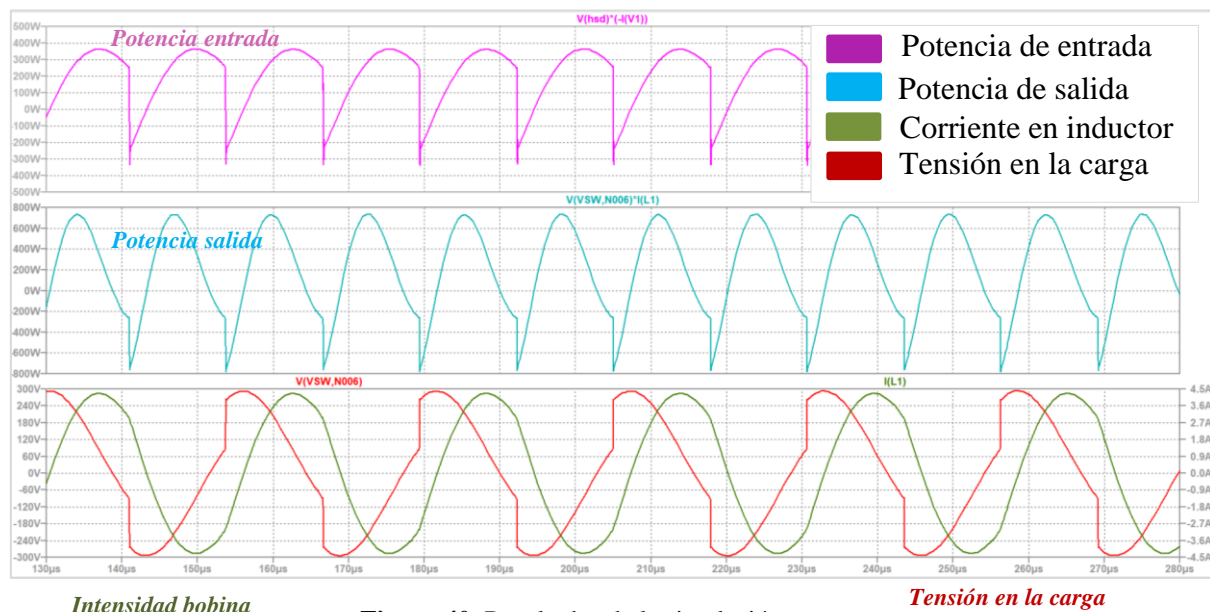


Figura 40. Resultados de la simulación.

Al simular el diseño con diferentes valores de frecuencia se obtiene la tabla 5 que se muestra a continuación:

Tabla 5. Parámetros de simulación Hierro.

Periodo (us)	Frecuencia (KHz)	Potencia Entrada (W)	Potencia Salida (W)	Eficiencia (%)	L He (uH)	R He (Ω)
33,33	30,00	191,900	190,610	99,328	242	20
31,25	32,00	254,400	252,850	99,391		
29,41	34,00	291,180	289,730	99,502		
28,57	35,00	290,660	289,400	99,567		
27,78	36,00	278,480	277,440	99,627		
27,03	37,00	257,720	256,750	99,624		
26,32	38,00	232,770	231,930	99,639		
25,64	39,00	206,800	205,930	99,579		
24,39	41,00	160,460	159,770	99,570		
23,26	43,00	124,72	124,21	99,591		

Según se observa en la tabla 5 para una frecuencia de 34 KHz se obtiene el valor de máxima potencia. La figura 41 muestra este resultado de forma gráfica.

Por lo tanto, con estos valores de potencia tanto de entrada como de salida para una frecuencia de 35 KHz se obtiene una eficiencia del 99.5 %

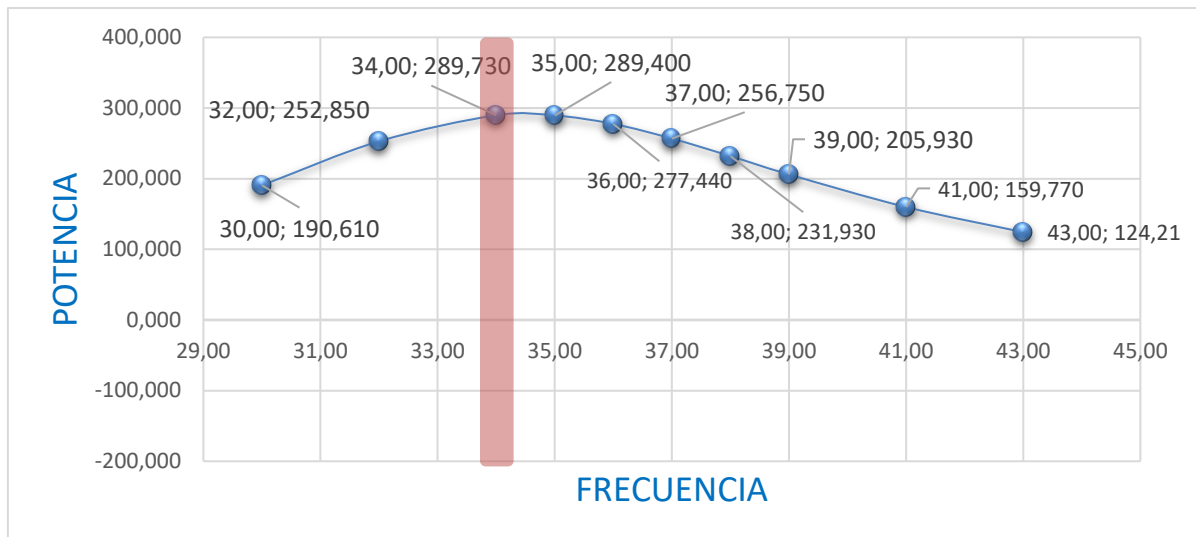


Figura 41. Frecuencia vs Potencia.

Como se puede observar en la figura 41 para una frecuencia de 34 KHz se obtiene una potencia máxima de 289.73 W.

Eficiencia para diferentes potencias de salida.

Las simulaciones realizadas muestran la reducción de la pérdida de potencia y la mejora de la eficiencia que se puede lograr al variar los valores de frecuencia. Además, se muestra que la mejora de la eficiencia es mayor en el rango de potencia bajo y que las reducciones de la pérdida de potencia son mínimas. Tal y como se muestra en la figura 42.

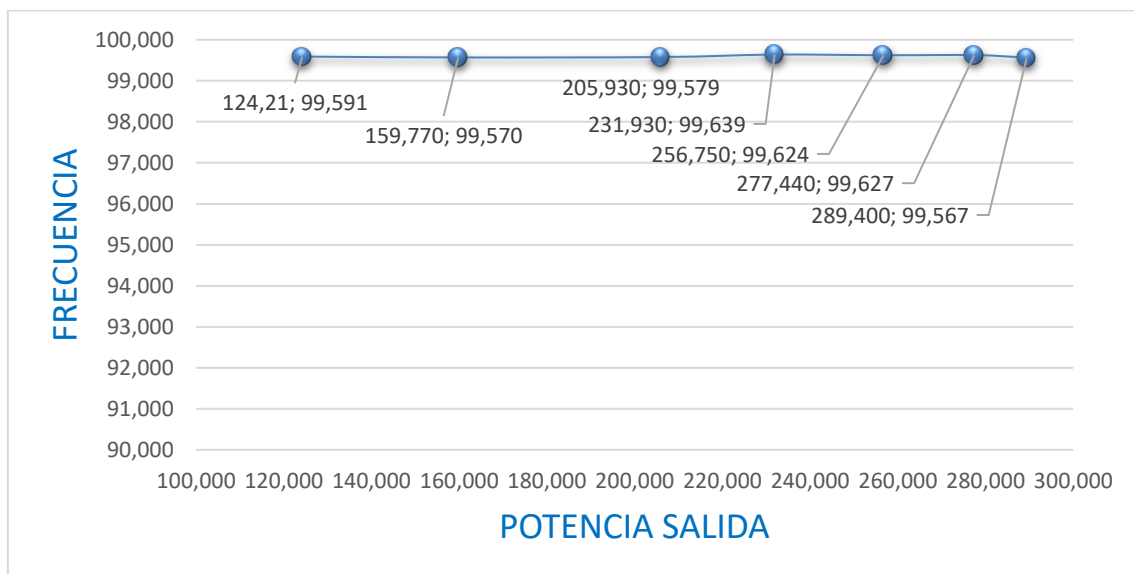


Figura 42. Potencia de salida vs Frecuencia.

Potencia de salida frente a la frecuencia de conmutación para carga máxima (Aluminio).

Para obtener los valores de la potencia de salida frente a la frecuencia en el caso del Aluminio, se modifica los valores del inductor y resistencia (L_1 y R_3), los valores de los condensadores de resonancia (C_2 y C_3) y el periodo (T). Tal como se muestra en la figura 43.

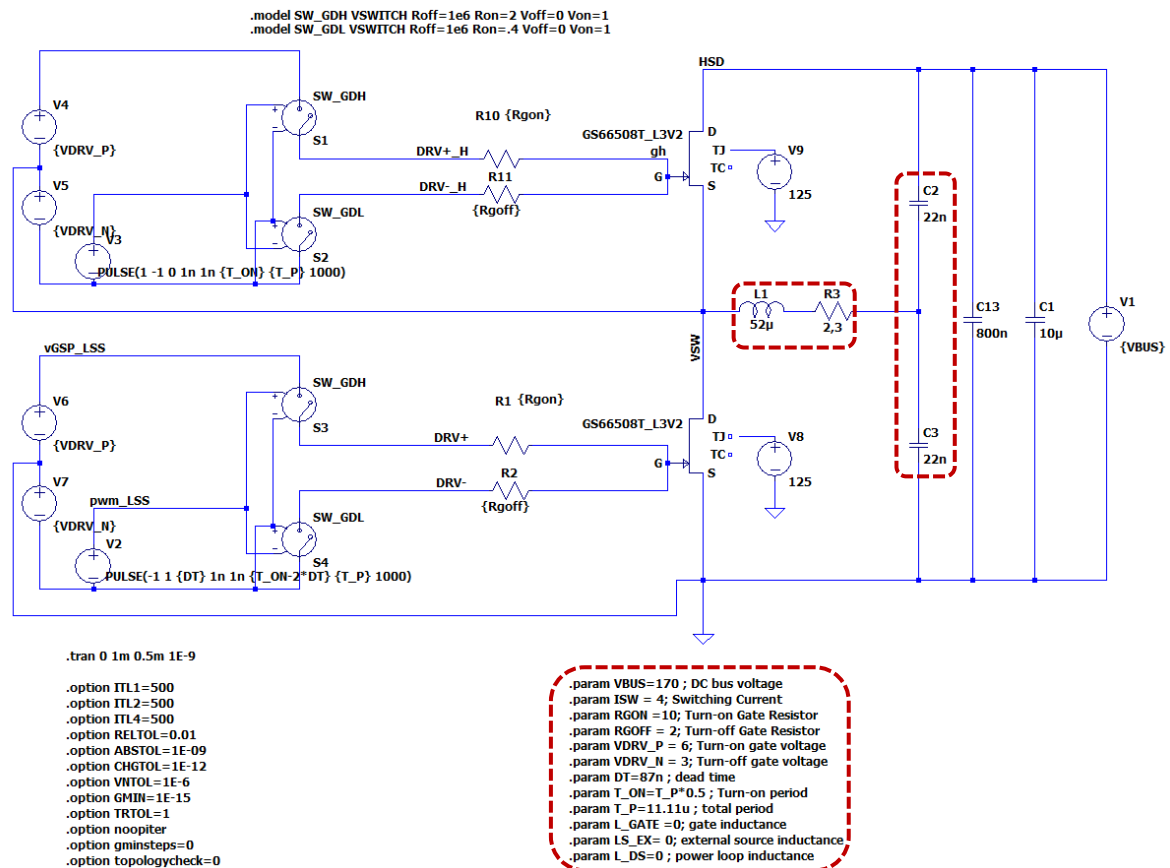


Figura 43. Diseño del inversor resonante.

Al igual que el caso anterior en la siguiente figura se observa tres planos; el primero indica la potencia suministrada (color morado), el intermedio representa la potencia de salida (color azul) y el tercero muestra la intensidad del inductor y la tensión de la carga. Para un periodo de $11.11 \mu s$ se obtiene:

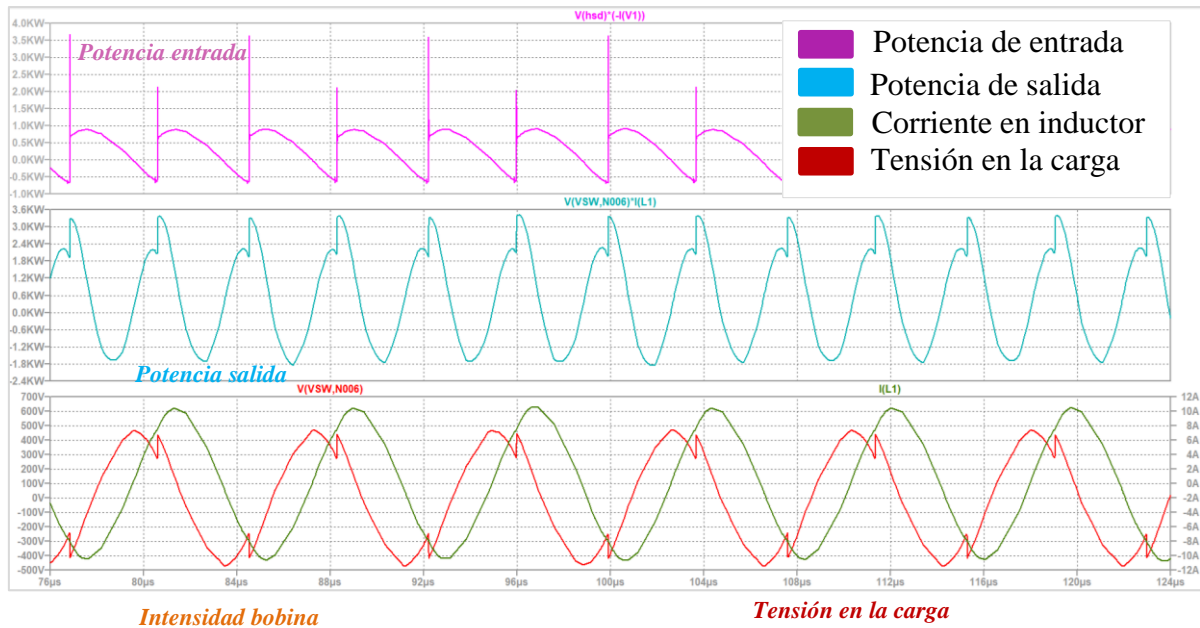


Figura 44 Resultados de la simulación.

Al evaluar el diseño con los diferentes valores de frecuencia, tal como se muestra en la tabla 6 se obtiene el valor de la potencia máxima.

Tabla 6. Parámetros de simulación Aluminio.

Periodo (us)	Frecuencia (KHz)	Potencia Entrada (W)	Potencia Salida (W)	Eficiencia (%)	L Alu (uH)	R Alu (Ω)
11,11	90,00	147,130	110,22	74,913	52	2.3
10,00	100,00	837,220	738,06	88,156		
9,09	110,00	957,530	858,85	89,694		
8,70	115,00	388,810	347,95	89,491		
8,33	120,00	196,610	159,66	81,206		
7,69	130,00	80,929	47,936	59,232		
7,14	140,00	44,816	12,984	28,972		

Según se observa en la tabla 6 para una frecuencia de 110 KHz se obtiene el valor de máxima potencia. La figura 45 muestra este resultado de forma gráfica.

Por lo tanto, con estos valores de potencia tanto de entrada como de salida para una frecuencia de 110 KHz se obtiene una eficiencia del 89.7 %

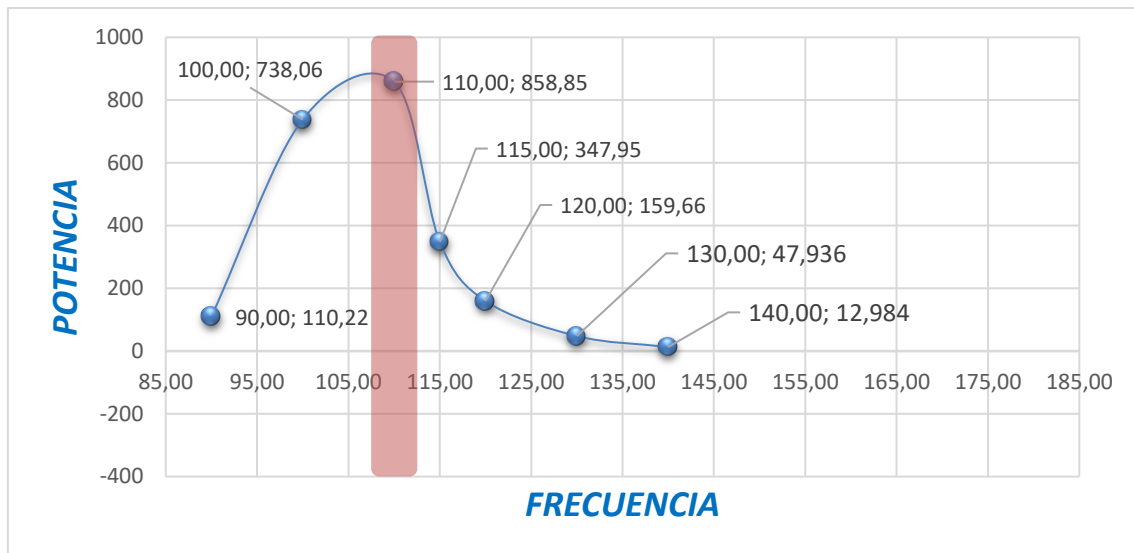


Figura 45. Frecuencia vs Potencia

Como se puede observar en la figura anterior para una frecuencia de 110 KHz se obtiene una potencia máxima de 858.85 W.

Eficiencia para diferentes potencias de salida.

Las simulaciones realizadas muestran la mejora de la eficiencia que se puede lograr al variar los valores de frecuencia. Además, se muestra que la mejora de la eficiencia es mayor en el rango de potencia alto y que las reducciones de la pérdida de potencia son mínimas. Tal y como se muestra en la figura 46.

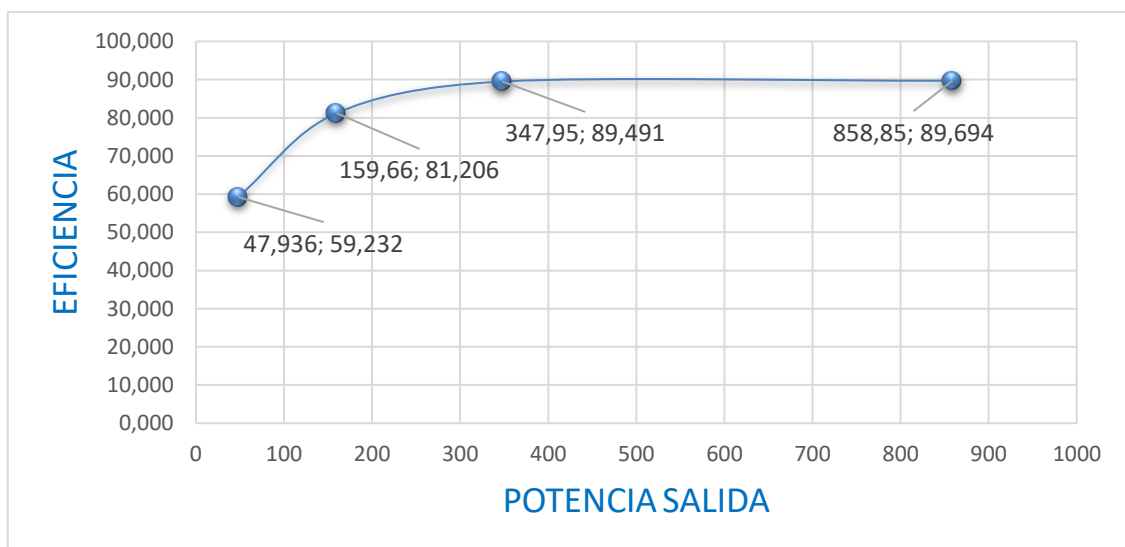


Figura 46. Potencia salida vs Eficiencia.

5. DISEÑO DEL INVERSOR RESONANTE

El presente proyecto tiene como finalidad diseñar un inversor medio puente que permita trabajar con señales en el orden de los centenares de kHz para el accionamiento de un MOSFET GaN (Nitruro de Galio) que se utiliza en aplicaciones de calentamiento por inducción electromagnética. Durante el diseño e implementación se deben tener en cuenta el tipo de material que se utilizara para realizar las pruebas experimentales, así como las frecuencias utilizadas para cada uno de ellos.

Para el diseño del inversor resonante se utiliza el software KiCad 5.0, el cual sirve para la automatización del diseño electrónico y es de código abierto. Este programa ofrece un entorno integrado para la captura esquemática y de diseño de PCB. Una de sus principales ventajas es que posee diferentes herramientas dentro del software para la creación de una lista de materiales, ilustraciones, archivos Gerber y vistas 3D de la PCB y sus componentes.

5.1 Estructura del inversor resonante

5.1.1 Circuito driver

A continuación, en la figura 47 se muestra el diagrama esquemático que representa la estructura del inversor resonante, y posteriormente realiza una revisión general de la funcionalidad de los componentes que lo conforman.

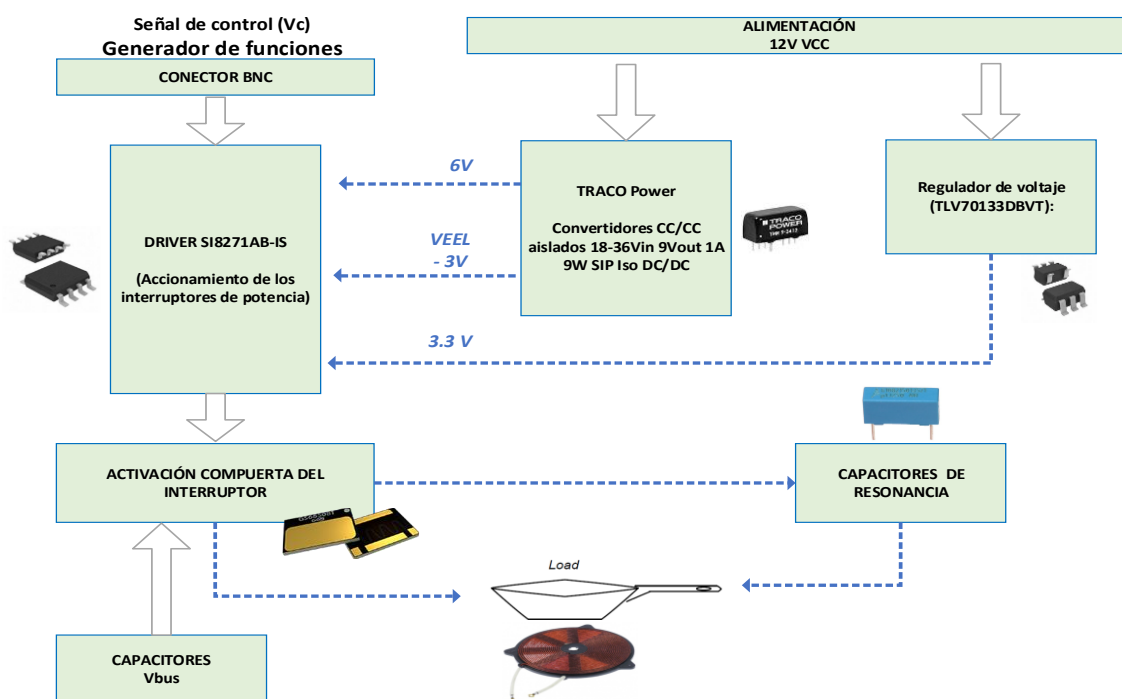


Figura 47. Diagrama esquemático inversor resonante

El diseño de la placa driver se lo realizó mediante la herramienta KiCad 5.0 anteriormente mencionado, partiendo desde su diagrama esquemático, diseño de componentes y librerías, así como el diseño de la PCB.

Para diseño de la placa driver se utiliza los componentes que se detalla a continuación:

Componentes principales

Transistor GaN (GS66508T): es un transistor de potencia de nitruro de galio GaN sobre silicio en modo de mejora. Las propiedades de GaN permiten alta corriente, alto voltaje y alta frecuencia de conmutación. El empaque GaN *PX* permite una baja inductancia y baja resistencia térmica en un paquete pequeño. El GS66508T es un transistor refrigerado por la parte superior que ofrece una resistencia térmica muy baja de la unión a la caja para aplicaciones exigentes de alta potencia. Estas características se combinan para proporcionar una conmutación de potencia de muy alta eficiencia.

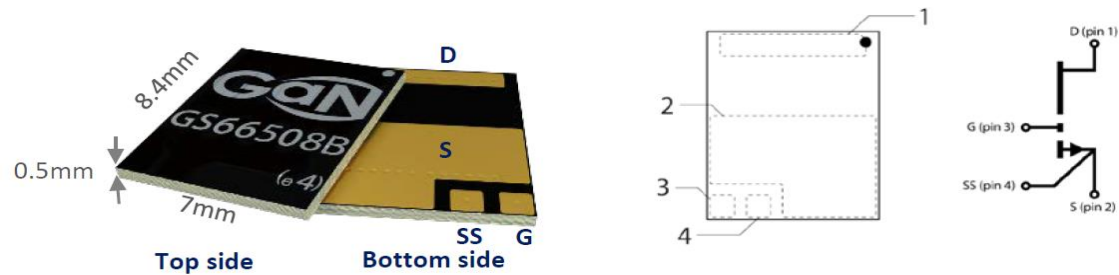


Figura 48. Transistor GaN

Entre las características que presenta el transistor Transistor GaN (GS66508T) se presentan las siguientes:

Tabla 7. Características del Transistor GaN (GS66508T)

Parámetros	Valores
Voltaje de drenaje a la fuente	650V
Voltaje de puerta a fuente (V_{GS})	-10 a +7V
$R_{DS(ON)}$	50 Ω
$I_{DS(max)}$	30 A
Corriente de drenaje del pulso (ancho de pulso 100 μ s) $I_{DS Puls}$	72 A
Frecuencia de conmutación muy alta	>100 MHz

Regulador de voltaje (TLV70133DBVT): es un regulador lineal de baja caída y baja inactividad de 3.3V de salida fija, diseñado para aplicaciones extremadamente sensibles

a la energía. El dispositivo funciona con una amplia tensión de entrada de operación de 2.5 a 24V.

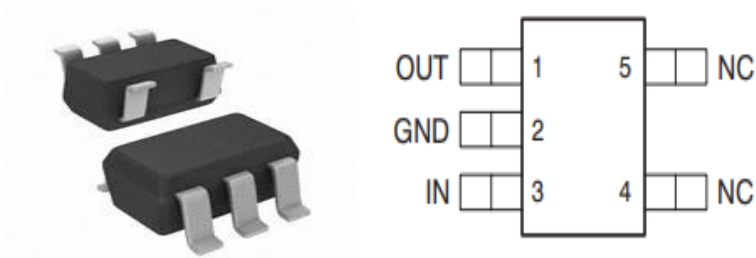


Figura 49. Regulador de voltaje TLV70133DBVT

Las características del Regulador de voltaje TLV70133DBVT son las que se enuncian en la siguiente tabla:

Tabla 8. Características del Regulador de voltaje TLV70133DBVT

Parámetros	Valores
Voltaje de salida	3.3V
Corriente de salida	50 Ma
Voltaje de entrada máx	24V
Voltaje de entrada min	2.5V
Temperatura de trabajo mínima	-40C
Temperatura de trabajo máxima	+125C

Traco TRM 9_2419: Es un convertidor de 9 W DC-DC aislados con salida regulada para montaje de PCB. Las dimensiones compactas del convertidor TRM 9_2419 lo convierte en una de las soluciones más utilizadas para aplicaciones críticas como los equipos de comunicación, instrumentación y electrónica industrial, donde el espacio es reducido.

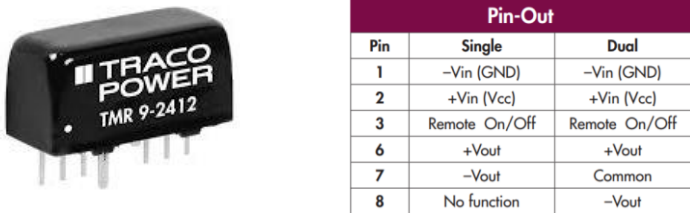


Figura 50. Traco TMR 9 2419

Las características del Traco TRM 9_2419 son las siguientes:

Tabla 9. Características del Traco TRM 9_2419

Parámetros	Valores
Potencia de salida	9 W
Voltaje de entrada	18-36 V
Voltaje de salida canal 1	9 V
Corriente de salida Canal 1	1 A
Voltaje de aislamiento	1.5kV
Temperatura de operación	-40° a +60°

Driver SI8271AB-IS: la función principal es accionar los interruptores de potencia utilizados en una amplia variedad de aplicaciones de alimentación, en este caso se utiliza como controlador de puerta del transistor GaN (Nitruro de Galio).

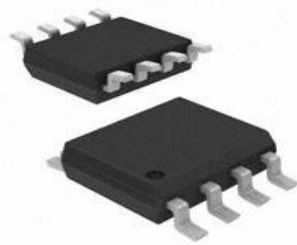


Figura 51. Driver SI8271AB-IS.

Entre las características del Driver SI8271AB-IS se mencionan las siguientes:

Tabla 10. Características Driver SI8271AB-IS

Parámetros	Valores
Voltaje de alimentación máxima	5.5V
Voltaje de alimentación Min	2.5V
Tiempo de subida	10.5 ns
Tiempo de caída	13.3 ns
Voltaje de salida	4.2 4.2 V a 30V
Corriente de salida	10 mA
Temperatura	-40° a +125° C

Diseño del inversor resonante con KiCad 5.0

Para realizar el análisis del inversor resonante, este se divide en varias zonas, las cuales realizan una función específica dentro del inversor. Las figuras 52 y 55 muestra el esquema del inversor resonante con sus respectivas zonas.

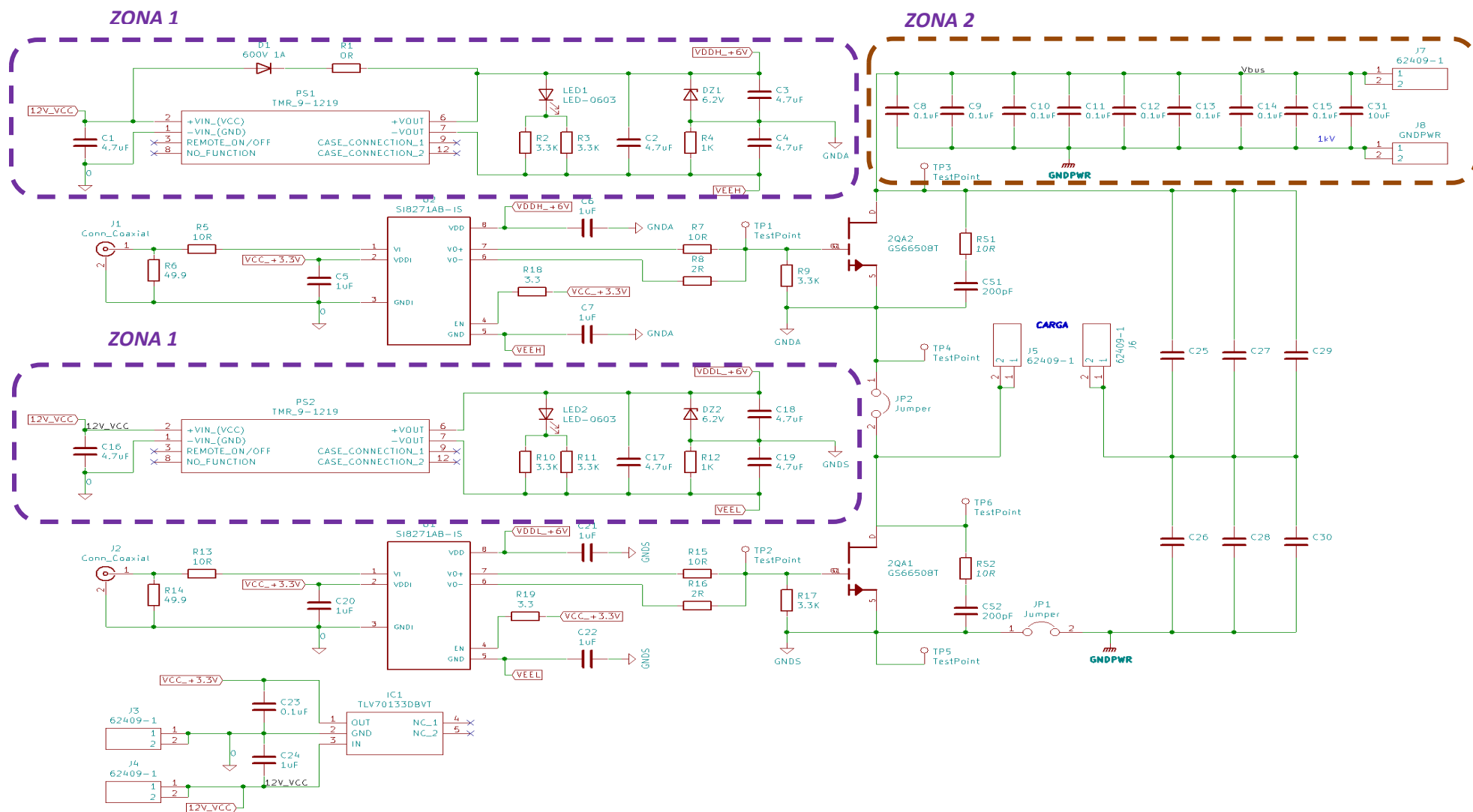


Figura 52. Esquema del inversor resonante.

Zona 1, fuente de alimentación de accionamiento de puerta: cuenta con un Traco TRM 9_2419, el cual es un convertidor DC-DC para montaje de PCB, este traco permite una entrada 18-36Vcc y a su salida se obtiene 9Vdc a 1A. En los pines de salida se implementa un pequeño circuito que acondiciona el voltaje para obtener +6V y -6V.

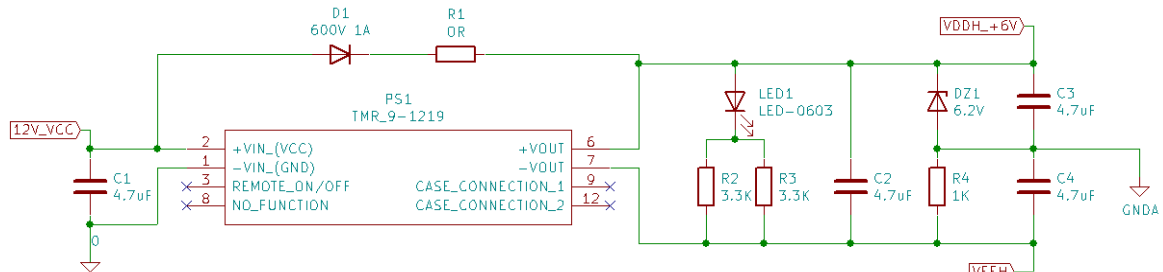


Figura 53. Fuente de alimentación de accionamiento de puerta.

Zona 2, capacitores Vbus: el arreglo de condensadores se conecta a la barra de bus en paralelo a la salida de la etapa del rectificador. El paralelismo de los capacitores reduce las inductancias parásitas que existen como parte de todos los dispositivos de potencia, las mismas que podrían causar un comportamiento resonante no deseado en el circuito resonante.

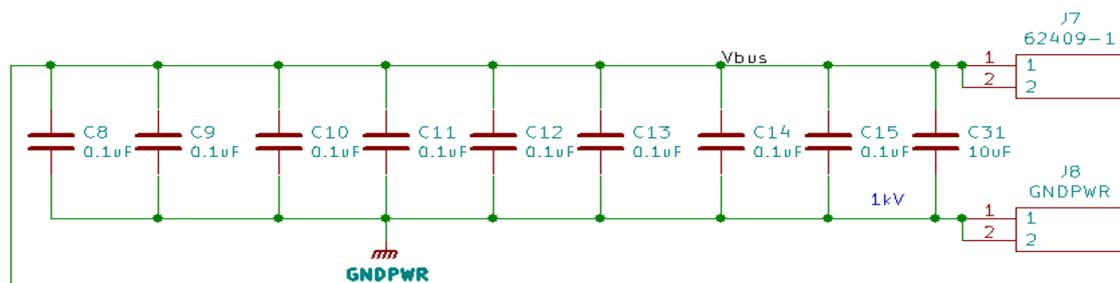


Figura 54. Capacitores Vbus

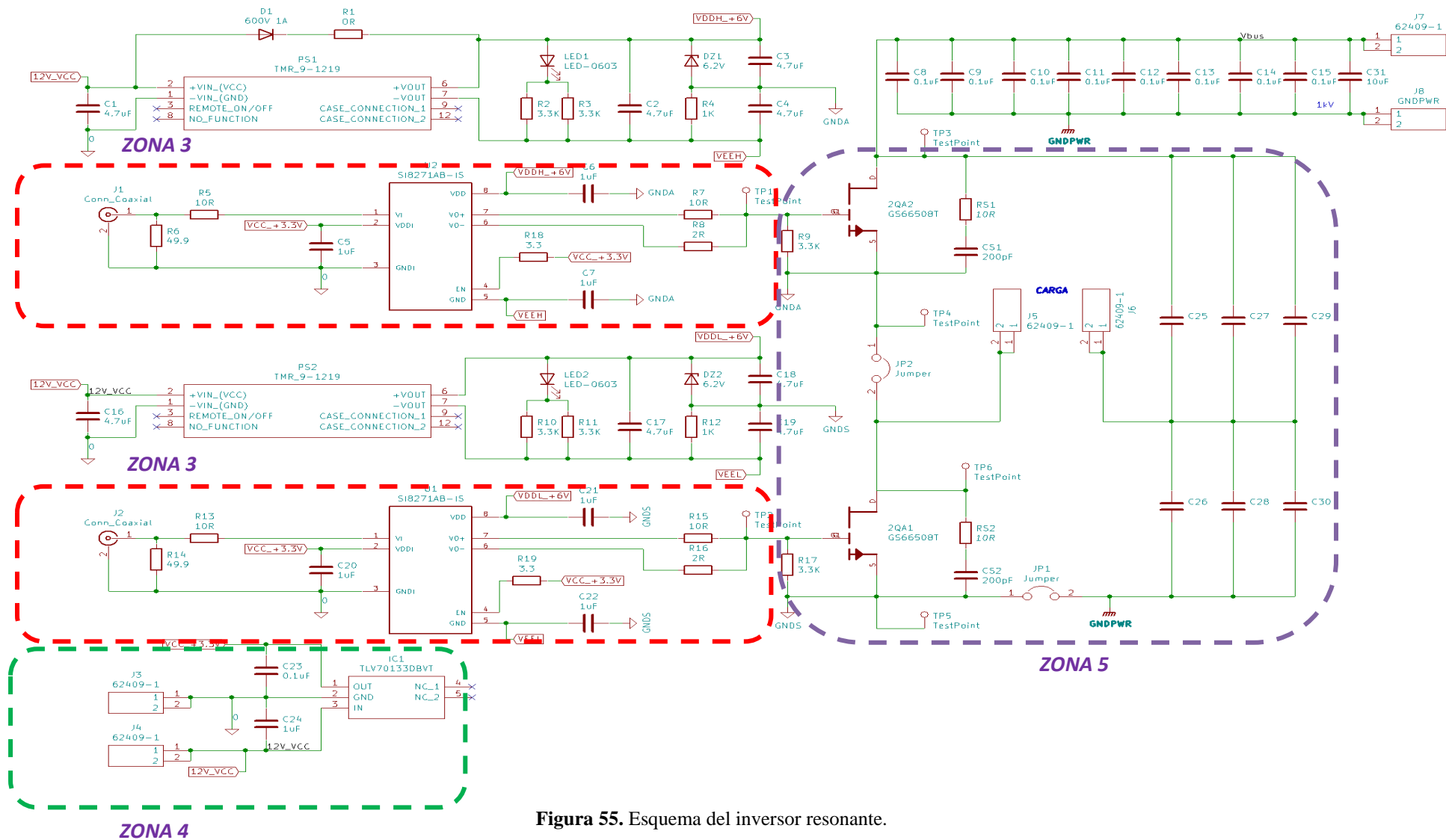


Figura 55. Esquema del inversor resonante.

Zona 3, circuito controlador de puerta: permite accionar los interruptores de potencia en este caso el transistor GaN (Nitruro de Galio), para llevar a cabo este accionamiento utiliza el Driver SI8271AB-IS. La placa de circuito controlador incluye dos controladores de compuerta separados, lo que significa que es capaz de manejar de manera simultánea los transistores superior e inferior del módulo de medio puente. La placa de circuito también tiene resistencias de compuerta externas de encendido y apagado separadas, lo cual facilita el control de la velocidad de conmutación al encenderla y apagarla por separado. Las resistencias de compuerta externa son resistencias de montaje superficial SMD 1206.

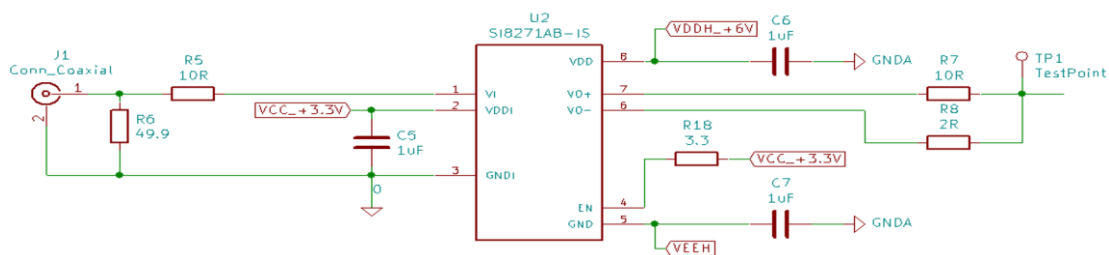


Figura 56. Circuito controlador de puerta.

Zona 4, regulación de voltaje: permite obtener un voltaje de 3.3V a la salida del regulador de voltaje (TLV70133DBVT). Este dispositivo funciona con una amplia tensión de entrada de operación de 2.5 a 24V. La tensión de alimentación en el pin de entrada de este regulador es proporcionada por el convertidor Traco Power a través de su salida de 9Vdc. Además, los condensadores C23 y C24 ayudan a mejorar la respuesta transigente y proporciona estabilidad en la salida del regulador. Para el diseño se eligió condensadores de los valores de 0,1 μF y 1μF para una mayor estabilidad.

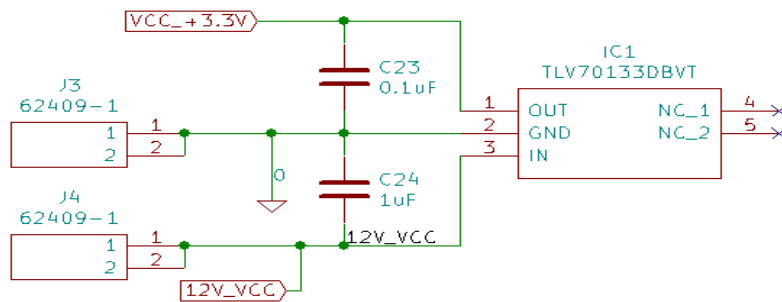


Figura 57. Regulación de voltaje.

Zona 5, carga y capacitores de resonancia: Los condensadores que integran la placa driver están dado en el orden de los 4.7nF, los mismos que otorgan una reserva de energía que alimenta al driver SI8271AB-IS ante transitorios externos, como por ejemplo una bajada o subida de la tensión de alimentación. Los capacitores de

resonancia proporcionan o absorben la tensión que produce un transitorio, menguando su efecto debido a la entrega rápida de energía a los drivers, los cuales generalmente se ubican lo más cerca posible de los pines de alimentación del dispositivo, sin embargo, debe ser a una distancia mayor que los condensadores de bypass. Para que se realice esta función de forma correcta se requiere el uso de condensadores cerámicos y de tantalio, debido a que tienen la capacidad de liberar la energía almacenada de manera inmediata en los pines de alimentación del driver

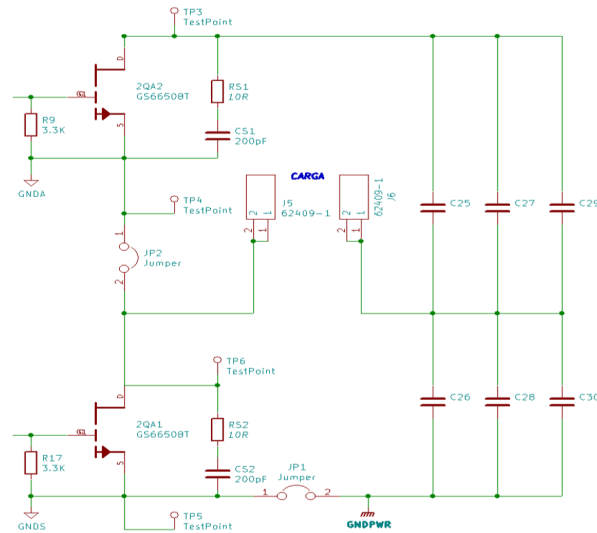


Figura 58. Carga y capacitores de resonancia.

Estructura de la placa driver

En primer lugar, las pistas del paquete de componentes deben diseñarse y dibujarse con el máximo cuidado. Entonces, el equivalente eléctrico debe hacerse en el software en el que se realizó el diagrama esquemático que es el KiCad 5.0. Además, se puede diseñar el PCB con tamaños de componentes reales y enrutar los cables entre los componentes. El software informático incluye herramientas que facilitan la minimización de distancias, si embargo, las consideraciones tales como la separación mínima y la fuga deben introducirse manualmente en las reglas de diseño. El grosor y el ancho de las pistas deben seleccionarse con mucho cuidado, basándose en el flujo de corriente máximo y la sensibilidad al ruido. Las consideraciones tales como el número de capas, el uso de vías, etc., deben basarse en lo que optimiza el PCB y lo que minimiza las distancias. En el caso del presente proyecto, el circuito driver se realizó en cuatro capas.

En las figuras 59 y 60 se pueden observar la placa driver (capa frontal y trasera), realizada en el software KiCad y cada uno de los componentes que la conforman con su respectiva identificación de los elementos más importantes.

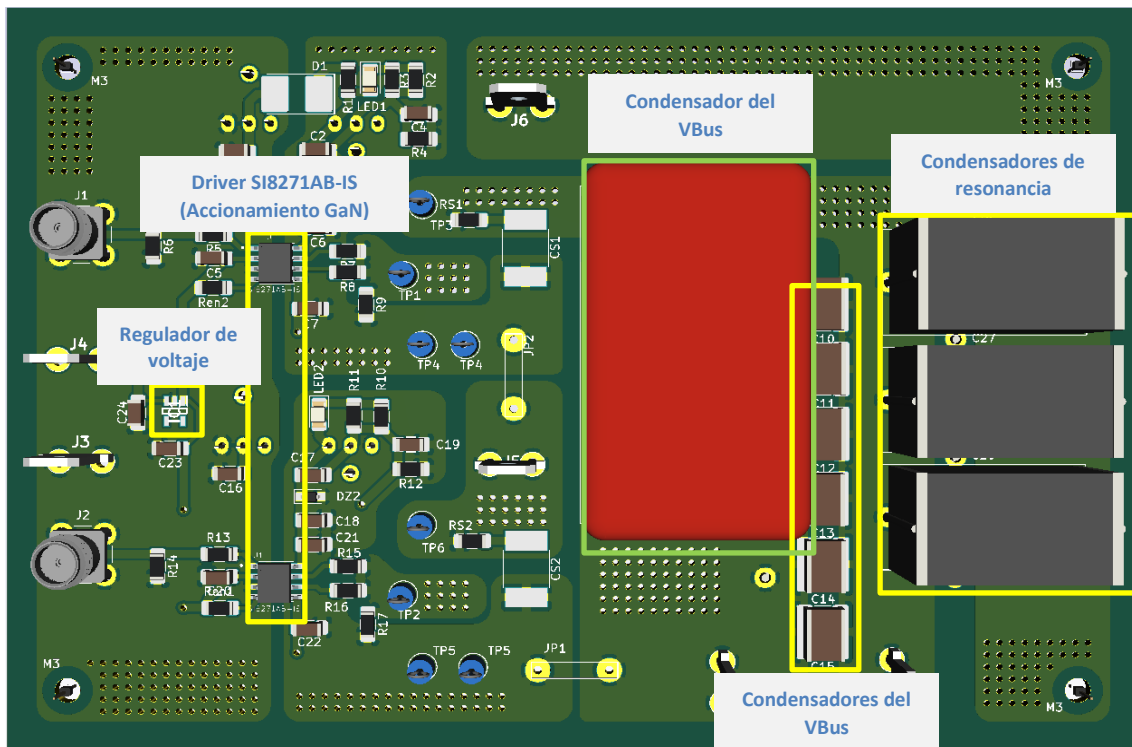


Figura 59. Estructura de la placa driver (vista frontal)

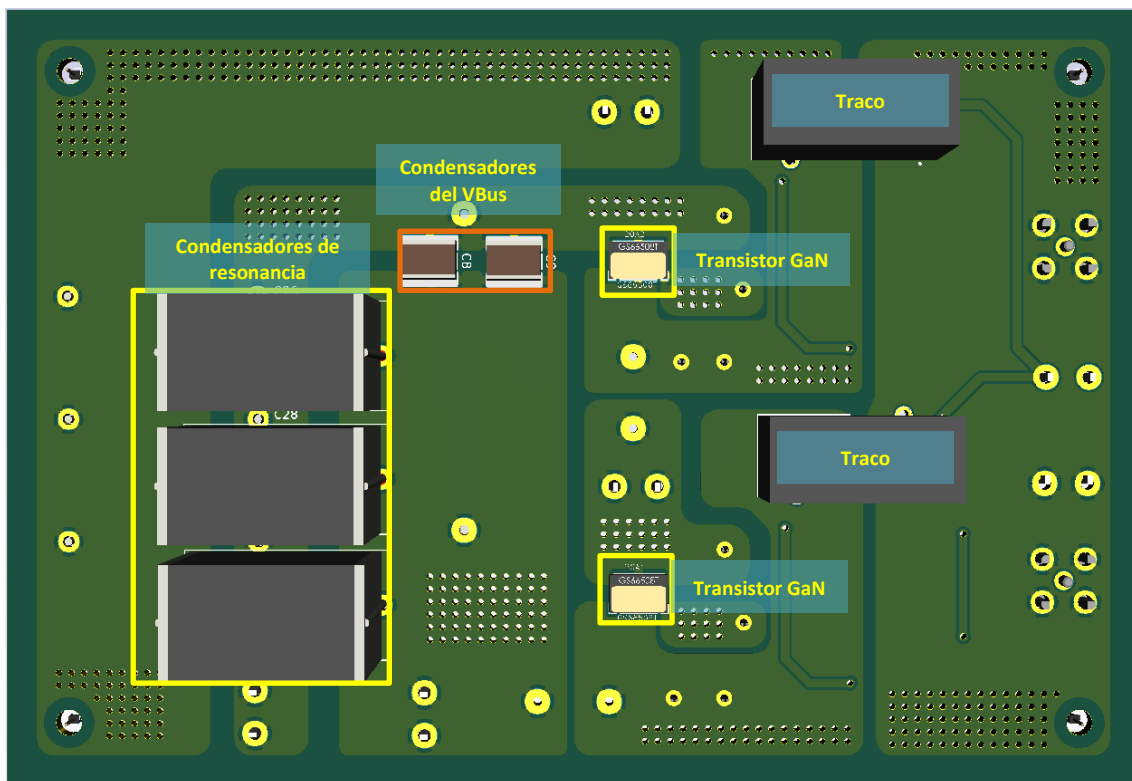


Figura 60. Estructura de la placa driver (vista trasera)

Este sistema multicapa con cuatro capas de conductores se encuentran separados por material aislante y usualmente interconectados a través de agujeros metalizados.

Se describen además los puntos de conexión de la placa driver a dispositivos externos como fuente de alimentación, puntos de prueba, entre otros. Tal como se muestra en la figura 61.

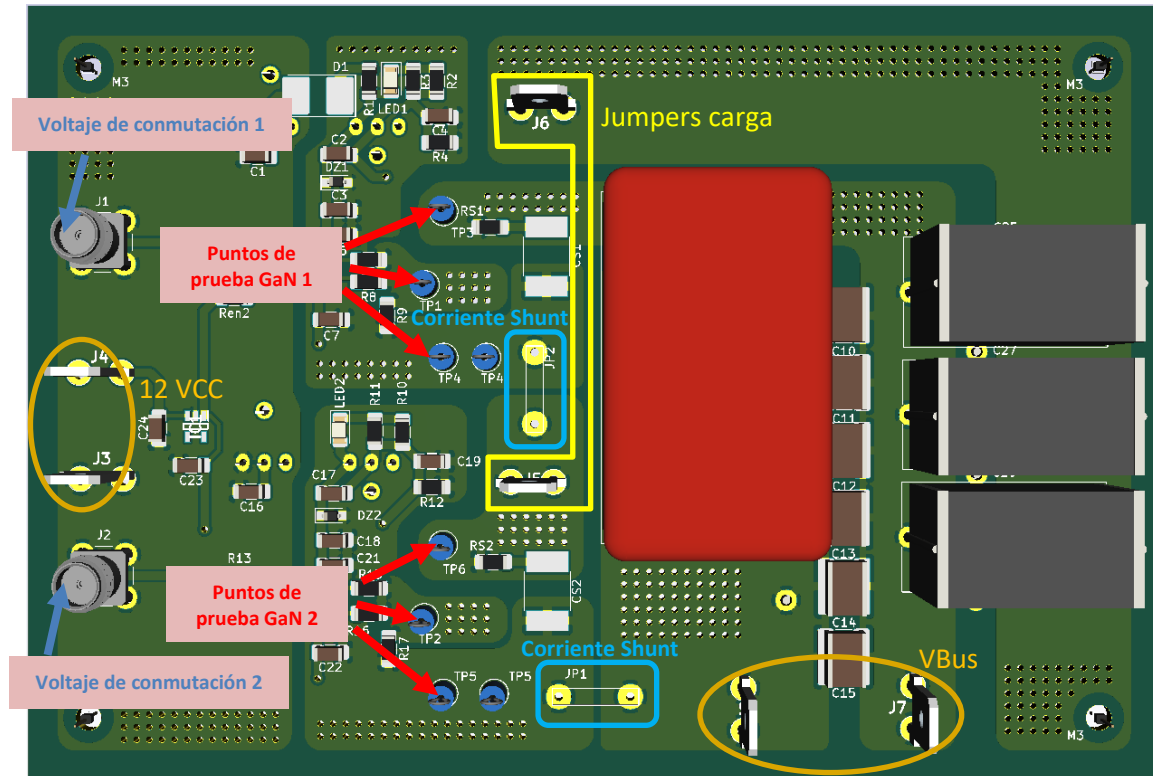


Figura 61. Dispositivos de conexiones de la placa driver

La razón principal para utilizar circuitos impresos de cuatro capas es disponer de planos de cobre conectados al voltaje de referencia y de alimentación (0V, GND, Vcc, etc.), los cuales nos ayudarán a que nuestro diseño no sea generador de radiación electromagnética (EMI) y además nos servirán de blindaje a todo nuestro circuito contra los ruidos parásitos generados por agentes externos.

6. MEDIDAS EXPERIMENTALES

En este apartado se exponen los resultados de diferentes pruebas que se han realizado para comprobar el funcionamiento del prototipo diseñado, las cuales muestran información relacionada con la conmutación de los transistores GaN, voltajes, corrientes, potencia, formas de onda y además de la eficiencia del sistema.

En la figura 62 se muestra el montaje de la placa de evaluación configurada para medio puente GaN, además del equipo usado para alimentarlo y medirlo.

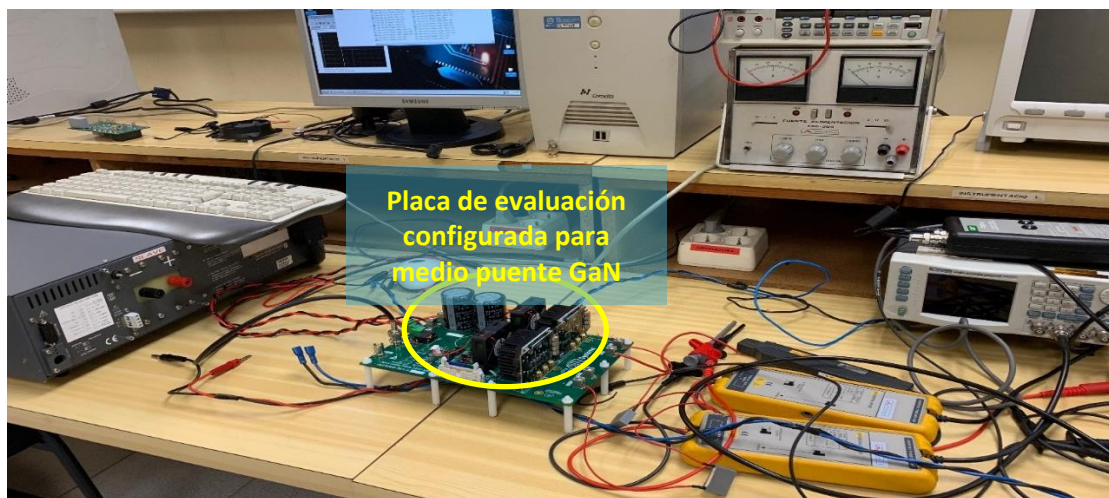


Figura 62. Placa de evaluación configurada para medio puente.

Para estas pruebas procedemos a la variación de los valores de los condensadores de resonancia presentes en el prototipo (circuito driver), los cuales toman diferentes valores debido a que se está trabajando con dos materiales Hierro y Aluminio (figura 63).

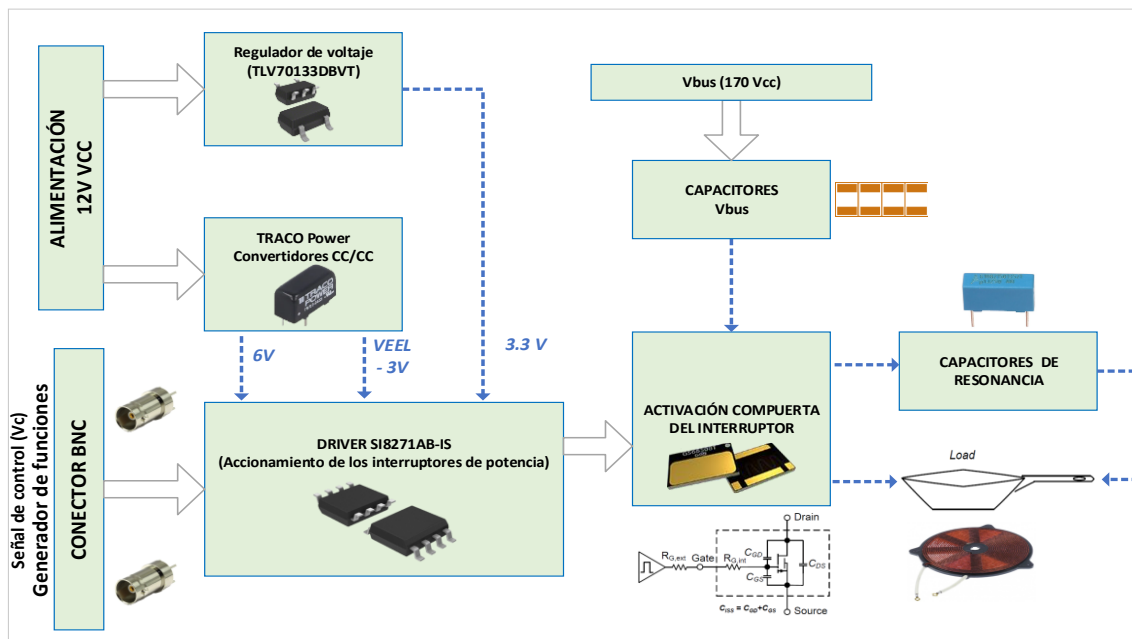


Figura 63. Diagrama esquemático del inversor resonante.

La figura 64 indica el circuito que representa la nomenclatura de cada componente a ser medido VGS1(Voltaje Gate y Source), VGS2 (Voltaje Gate y Source), VDS1(Voltaje Drain y Source), VDS2(Voltaje Drain y Source).

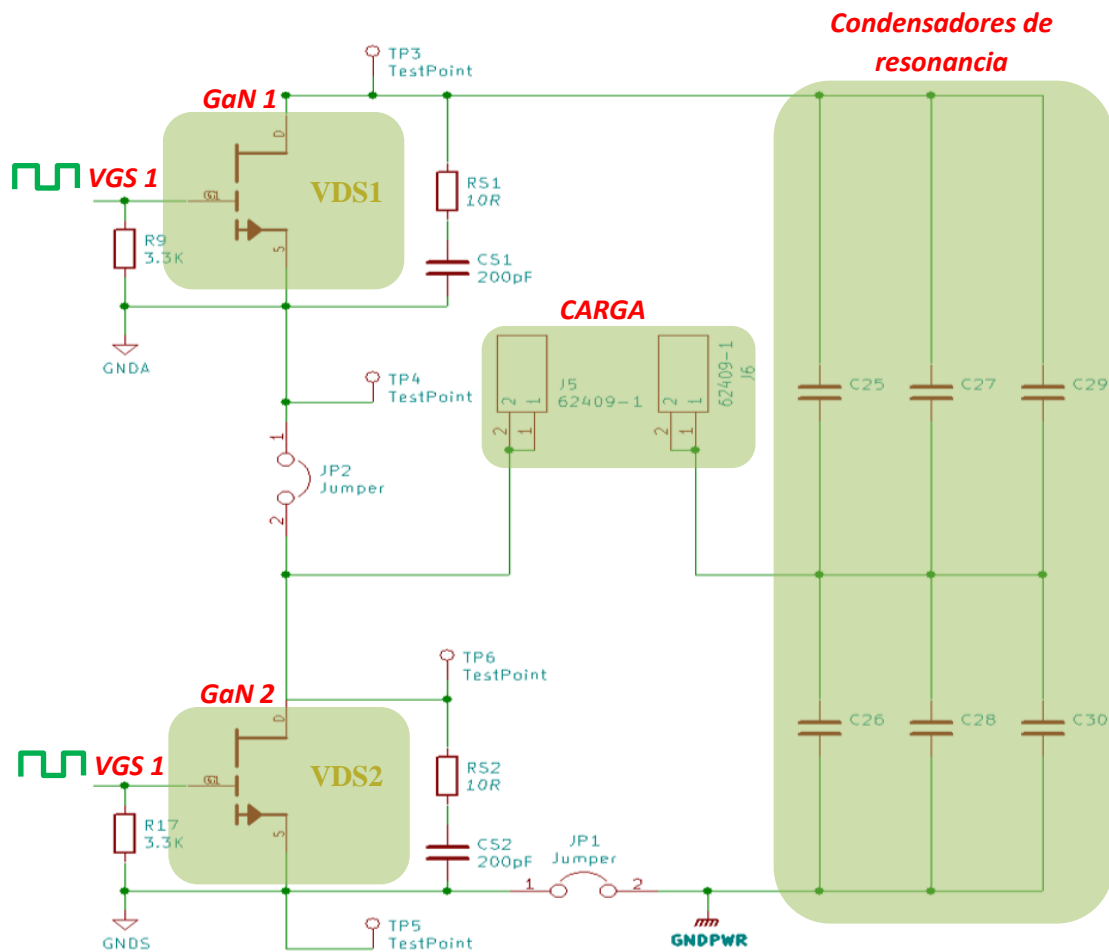


Figura 64. Circuito inversor resonante.

Antes de empezar a realizar los ensayos respectivos, es necesario determinar los parámetros con los cuales trabajará el sistema. Por lo tanto, en las figuras 65 y 66 se puede observar la conmutación de los dos transistores GaN, con un Duty cycle al 50% y un Dead Time igual a 87ns.

Este tiempo muerto consiste en introducir un retraso respecto al encendido de interruptor, pero no en el apagado. De manera que cuando comienza el encendido de uno de los transistores, ya se habrá apagado el otro.

En las figuras 65 y 66 se observa las señales de control que atacarán la entrada de cada uno de los circuitos de disparo de ambos transistores. La señal Vc1 corresponde con el circuito de disparo del transistor superior y la Vc2 con el circuito de disparo del

transistor inferior. Es de gran importancia a tener en cuenta los tiempos muertos entre las señales de ambos circuitos de disparo. De no ser así se generaría un cortocircuito en la etapa de conmutación conformada por los transistores de potencia.

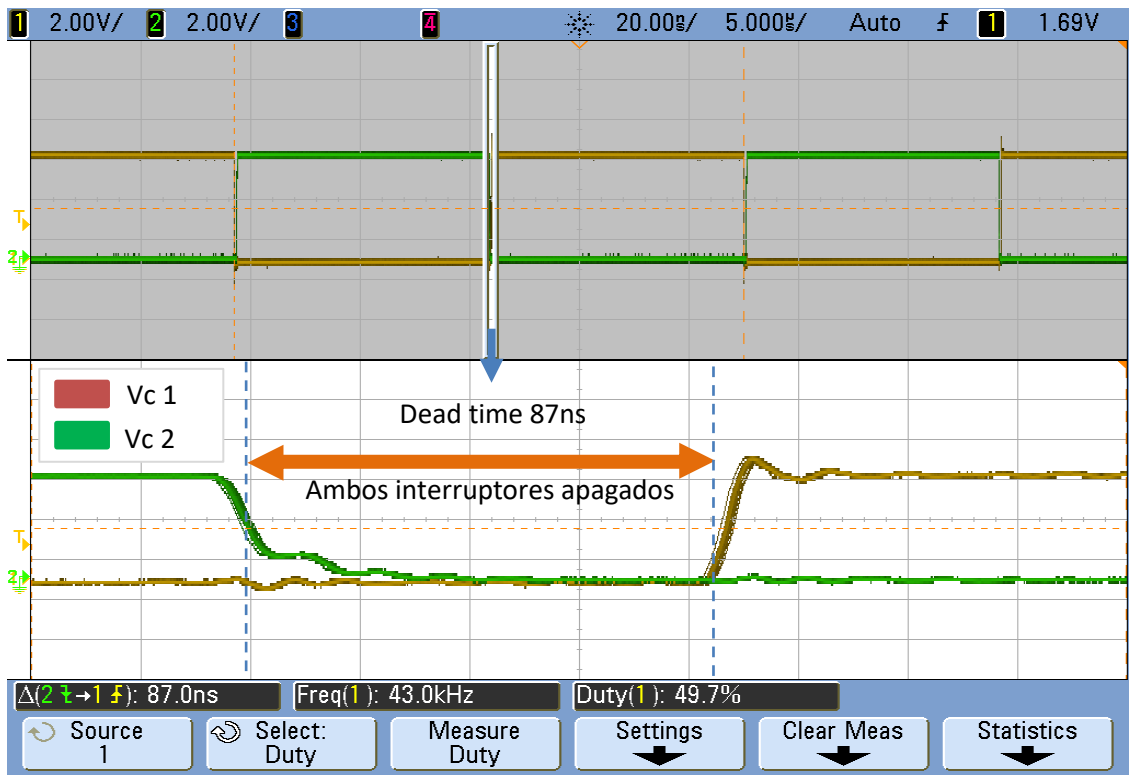


Figura 65. Conmutación del transistor

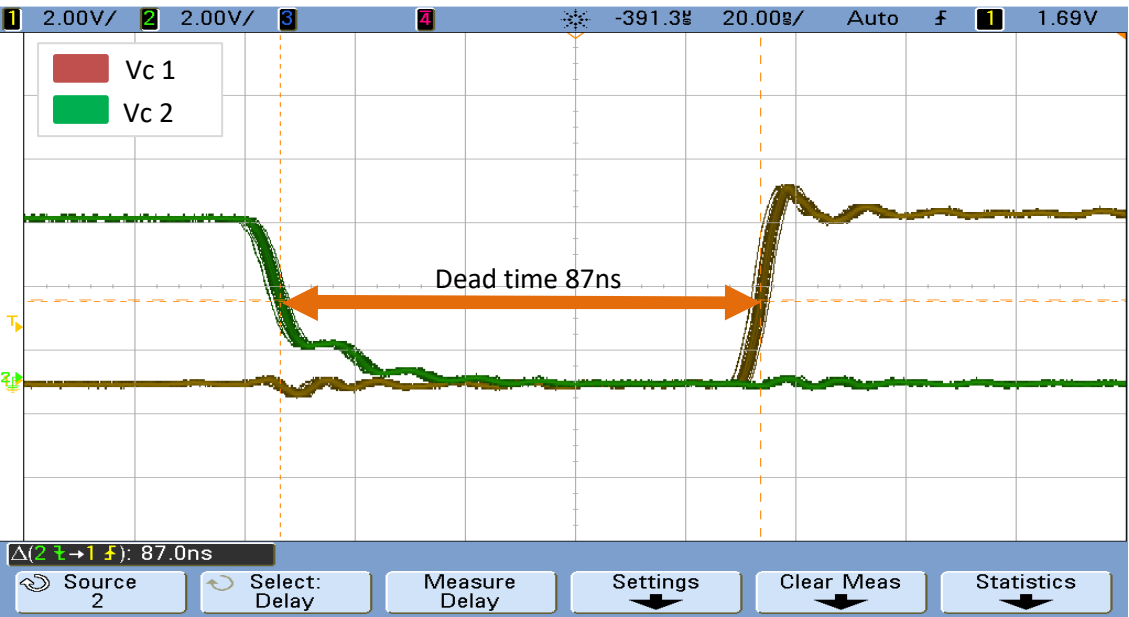


Figura 66. Conmutación del transistor y Dead time.

A continuación, se presenta dos casos particulares respecto al (transistor en ON y OFF).

En los dos casos es la misma señal de control, pero en la primera imagen (figura 67) se observa el apagado del transistor inferior y en la segunda imagen (figura 68) el encendido del transistor superior. Este efecto ocurre cuando la señal de control pasa a nivel alto. Tal y como se observa, primero se apaga el transistor inferior y al cabo de 2,5ns se enciende el transistor superior.

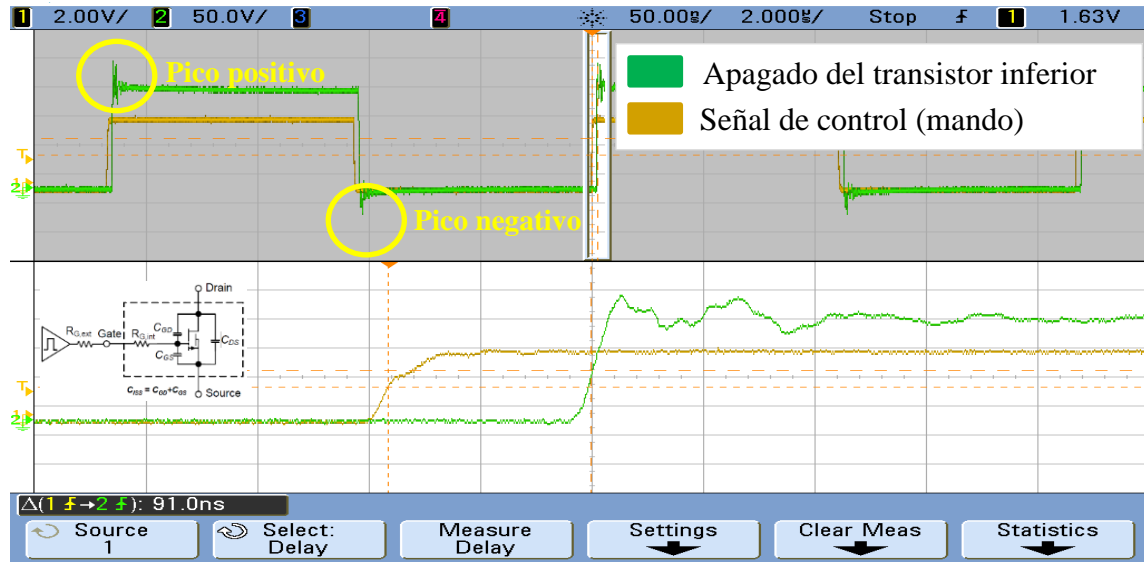


Figura 67. Transistor inferior en OFF

Además, se puede observar picos positivos y negativos de tensión que se genera debido a la conmutación del transistor.

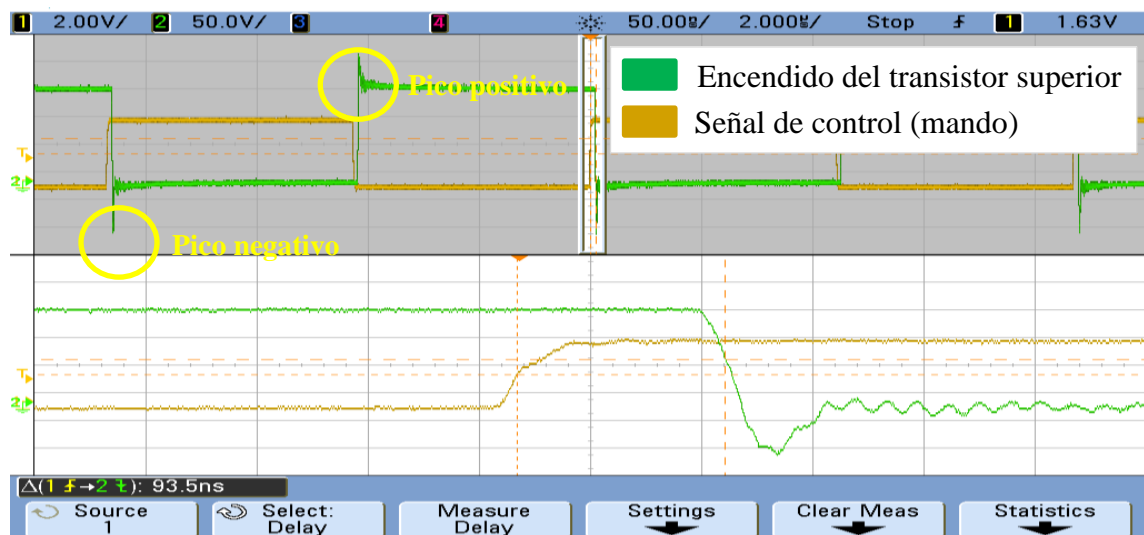


Figura 68. Transistor superior en ON

Estas señales de control permiten establecer una conmutación adecuada de los transistores.

Ensayo experimental 1 (con Hierro)

El objetivo de este ensayo es observar el comportamiento del circuito driver con una frecuencia de resonancia determinada, la cual dependiendo de su valor proporcionara un determinado valor de potencia de consumo. Con los valores de potencia tanto de entrada como de salida es posible obtener la eficiencia del sistema.

Las especificaciones que se consideran para realizar las medidas experimentales son las que se muestran a continuación en la tabla 11:

Tabla 11. Especificaciones del inversor (Hierro)

Parámetros	Valores
V_{bus}	170V
F_{res}	34.5 KHz
C_{res}	2 x 44 nF
$S1, S2$	GaN
D	50%
$Dead\ Time$	87 ns

A continuación, con los parámetros establecidos en la tabla 11 se procede a identificar el comportamiento de las señales del sistema. En la siguiente imagen se observa la tensión VDS2 (color amarillo), tensión en la carga (color morado) y la corriente en la carga (color rosado). Esta tensión y corriente tienen formas senoidales debido a la topología medio puente.



Figura 69. Respuesta del sistema (VDS2, tensión y corriente de la carga)

La potencia de entrada se representa en la figura 70, la cual depende de la tensión y la corriente suministrada al circuito driver.



Figura 70. Respuesta del sistema (Potencia y corriente de entrada).

De igual manera la potencia de salida y la tensión de carga queda representada en la figura 71.

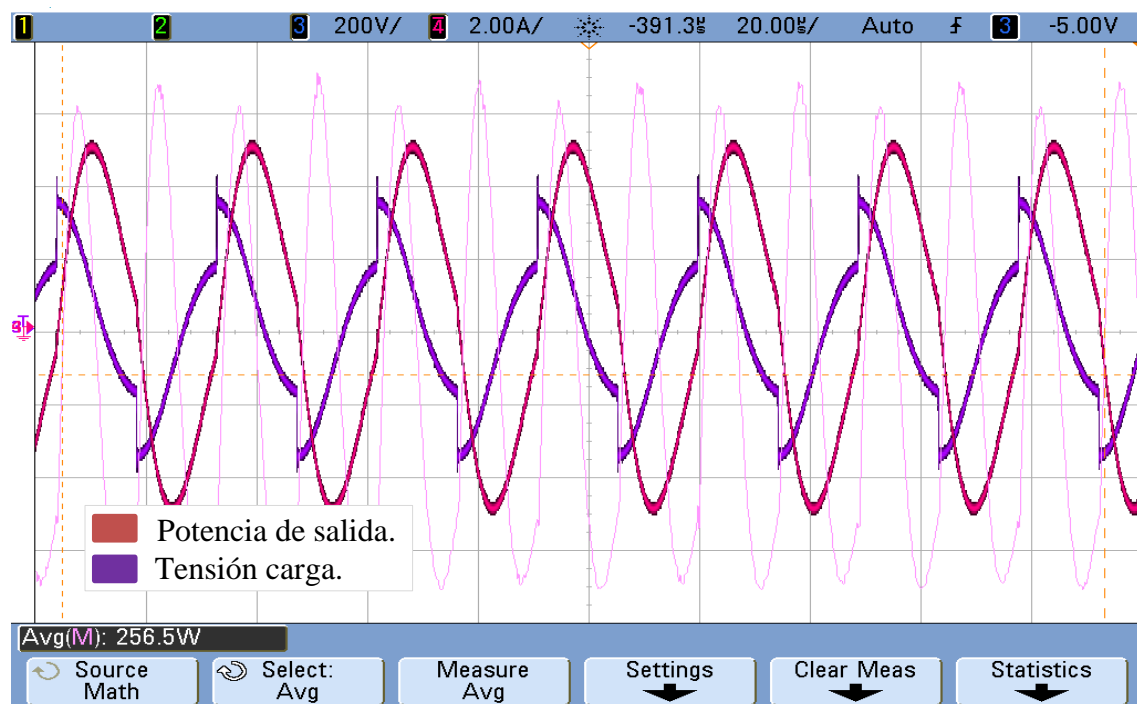


Figura 71. Respuesta del sistema (Potencia de salida y tensión de carga).

Análisis de resultados: mediante las gráficas anteriores para este primer ensayo, se puede determinar que al trabajar con los parámetros establecidos en la tabla 11 se obtiene una eficiencia del 98.3 %, esto se debe a que se ha establecido una frecuencia de resonancia que se adapte en la zona de trabajo ideal, al comparar estos resultados con los obtenidos en la simulación son muy similares.

Ensayo experimental 2 (con Aluminio)

Al igual que el caso anterior se realiza el mismo ensayo. Las especificaciones que se consideran para realizar las medidas experimentales son las que se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 12. Especificaciones del inversor (Aluminio)

Parámetros	Valores
V_{bus}	170V
F_{res}	110 KHz
C_{res}	2 x 11.5 nF
$S1, S2$	GaN
D	50%
$Dead\ Time$	87 ns

Con los parámetros establecidos en la tabla 12 se procede a identificar el comportamiento de las señales del sistema. En las figuras 72 y 73 se observa la tensión VDS1 (color amarillo), tensión en la carga (color violeta) y la corriente en la carga (color morado) para diferentes valores de tensión.

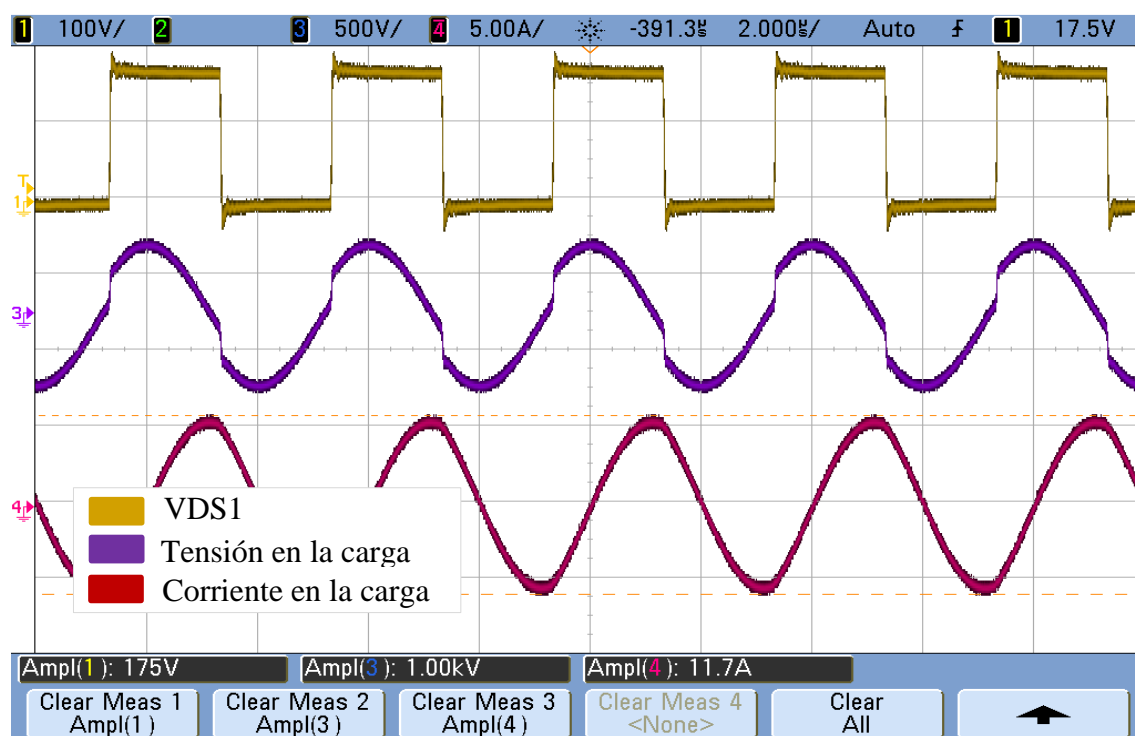


Figura 72. Respuesta del sistema (VDS1, tensiones y corrientes de carga).

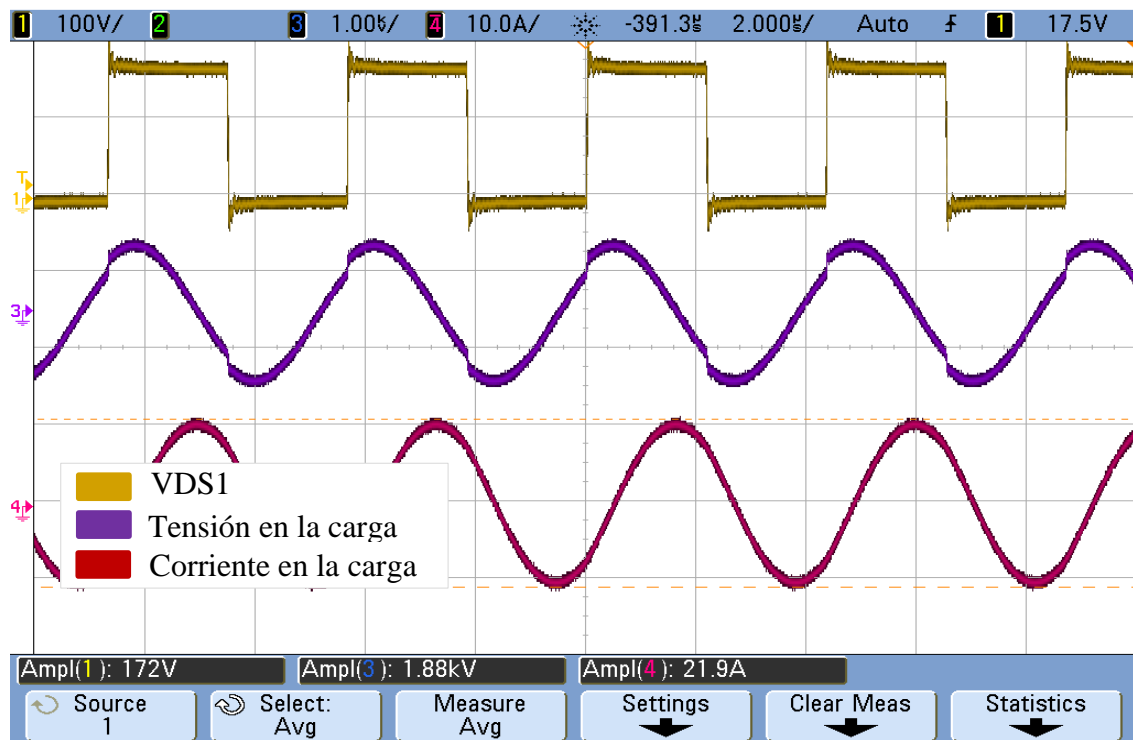


Figura 73. Respuesta del sistema (VDS1, tensiones y corrientes de carga).

Al realizar la prueba con los parámetros establecidos en la tabla 12 se obtiene la siguiente figura que corresponde a la potencia de salida y tensión en la carga.

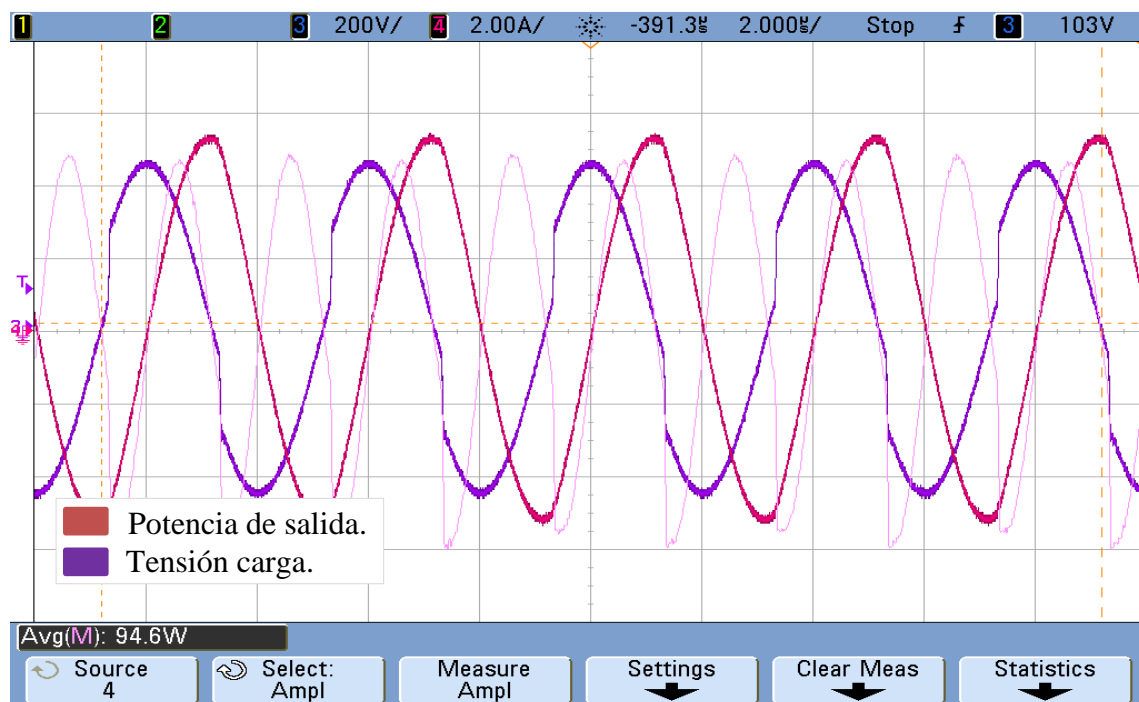


Figura 74. Respuesta del sistema (Potencia de salida y tensión de carga).

La corriente, voltaje y potencia de entrada suministrada corresponde a la imagen 75 que se muestra a continuación:

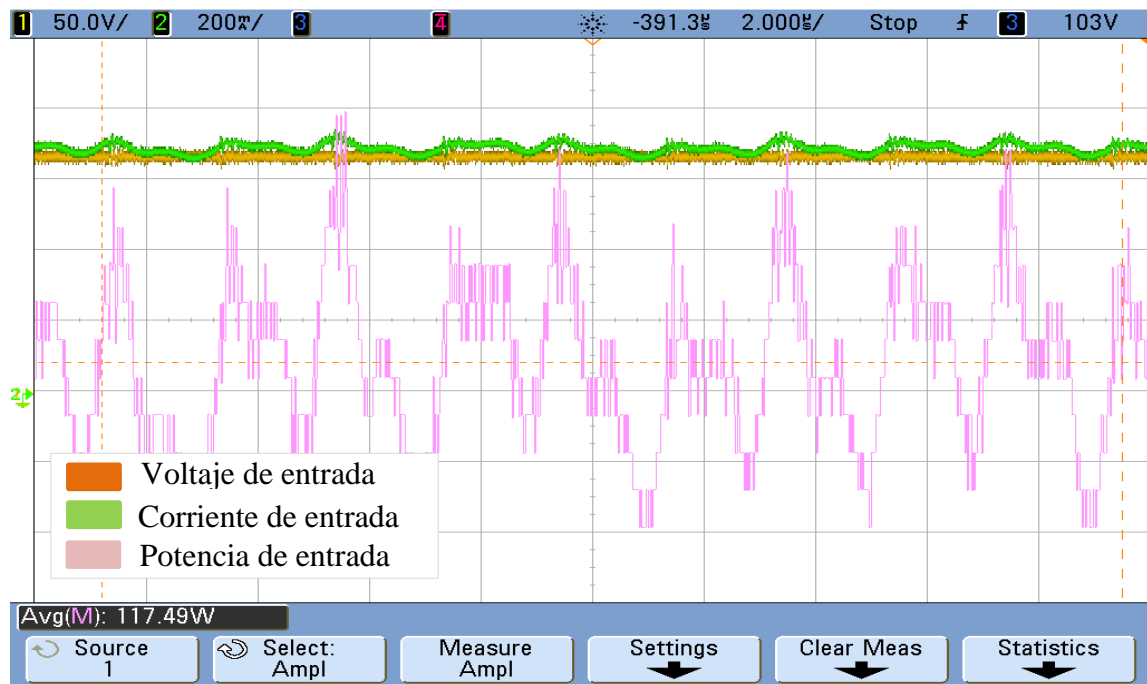


Figura 75. Respuesta del sistema (Voltaje, corriente y potencia de entrada).

Con estos valores de potencia tanto de entrada como de salida se obtiene una eficiencia del **80.5 %** para el Aluminio.

A continuación, se incrementa el valor de la tensión de entrada, con lo cual aumenta los valores de las potencias tanto de entrada como de salida y se hace la evaluación de la eficiencia.

La figura 76 representa la potencia de salida y tensión en la carga.

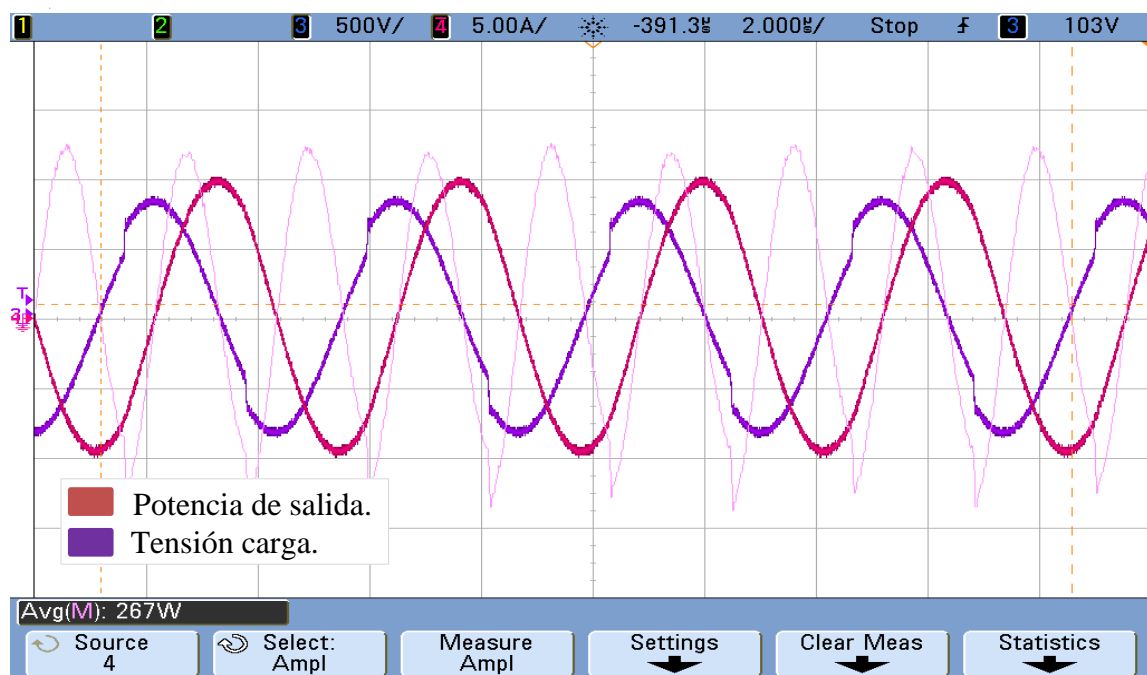


Figura 76. Respuesta del sistema (Potencia de salida y tensión de carga).

La corriente, voltaje y potencia de entrada corresponde a la imagen 77 que se muestra a continuación:

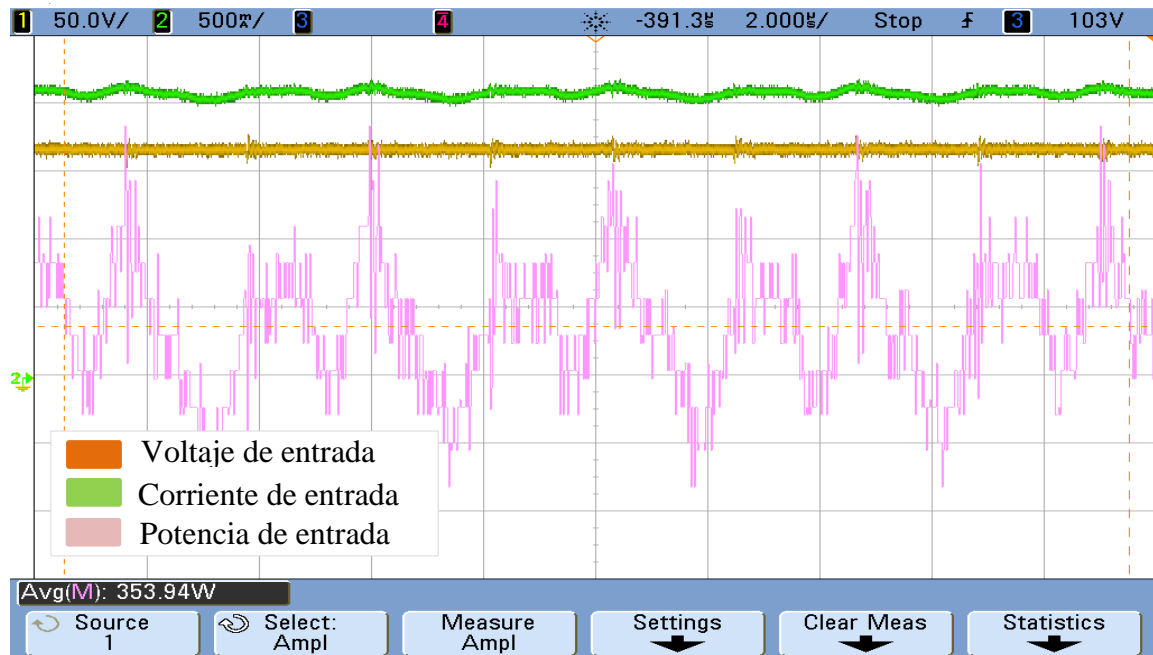


Figura 77. Respuesta del sistema (Voltaje, corriente y potencia de entrada).

Con estos valores de potencia tanto de entrada como de salida se obtiene una eficiencia del **75.4 %**.

Análisis de resultados: mediante las gráficas anteriores para este segundo ensayo, se puede determinar que al trabajar con los parámetros establecidos en la tabla 12 y al ir variando los valores de potencia de entrada y de salida se obtiene diferentes valores de eficiencia para el Aluminio (80.5% y 75.4% respectivamente).

Ensayo experimental 3 (con Aluminio)

Las especificaciones que se consideran para realizar las medidas experimentales son las que se muestran en la tabla 13:

Tabla 13. Especificaciones del inversor (Aluminio)

Parámetros	Valores
V_{bus}	170V
F_{res}	100 KHz
C_{res}	2 x 22 nF
$S1, S2$	GaN
D	50%
$Dead\ Time$	87 ns

Ensayo con frecuencia de 115 KHz.

Primeramente, se hace un análisis con una frecuencia de 115 KHz y se determina las formas de onda de las principales señales, así como las potencias tanto de entrada como de salida, y se obtiene su eficiencia. En la figura 78 se puede observar la señal de control (color amarillo), VDS1 (color verde), tensión en la carga (color morado) y corriente en la carga (color violeta). En la figura 79 se puede observar la tensión y corriente de salida con su respectiva potencia.

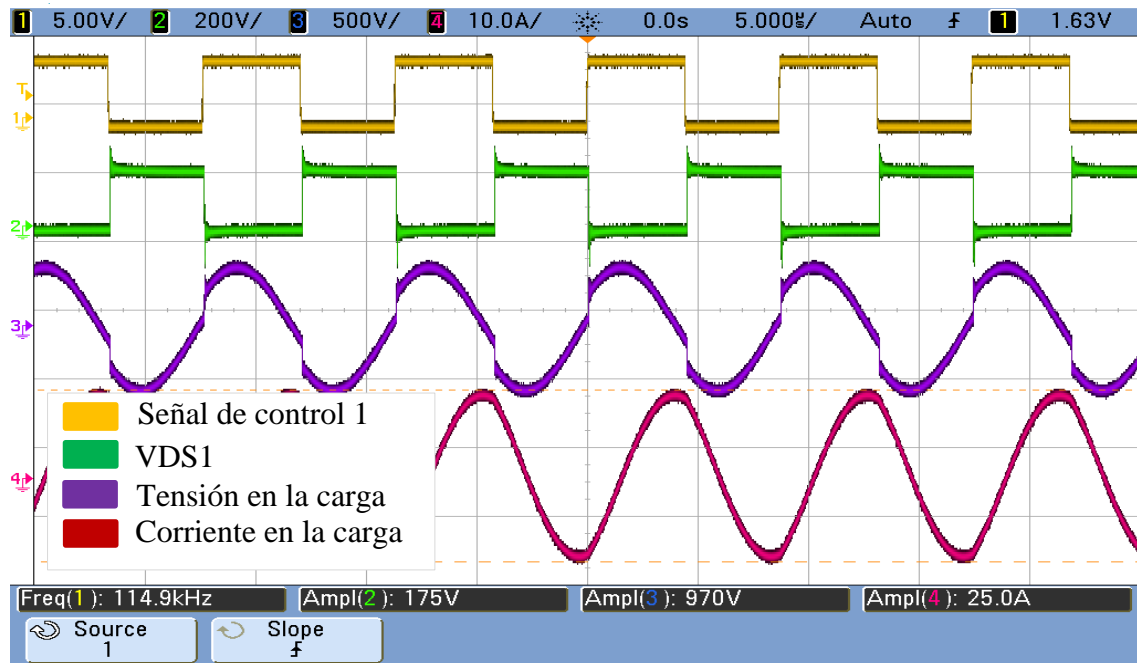


Figura 78. Respuesta del sistema (Aluminio con frecuencia de 115 KHz)

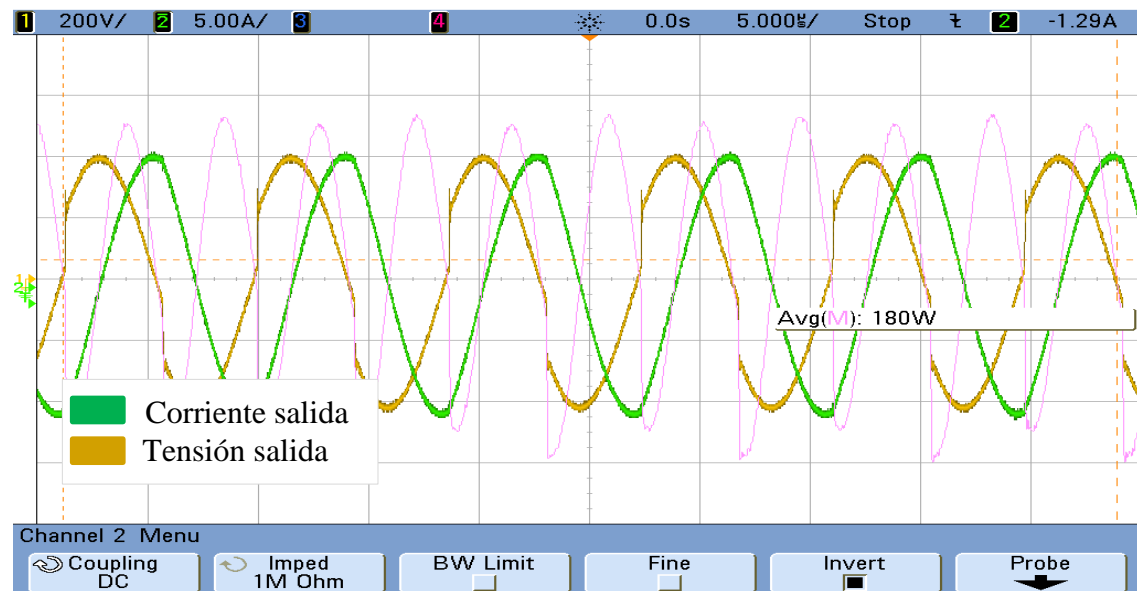


Figura 79. Respuesta del sistema (tensiones y corrientes de salida).

De igual manera en la figura 80 se puede observar la corriente de entrada y tensión del bus con su respectiva potencia de entrada.

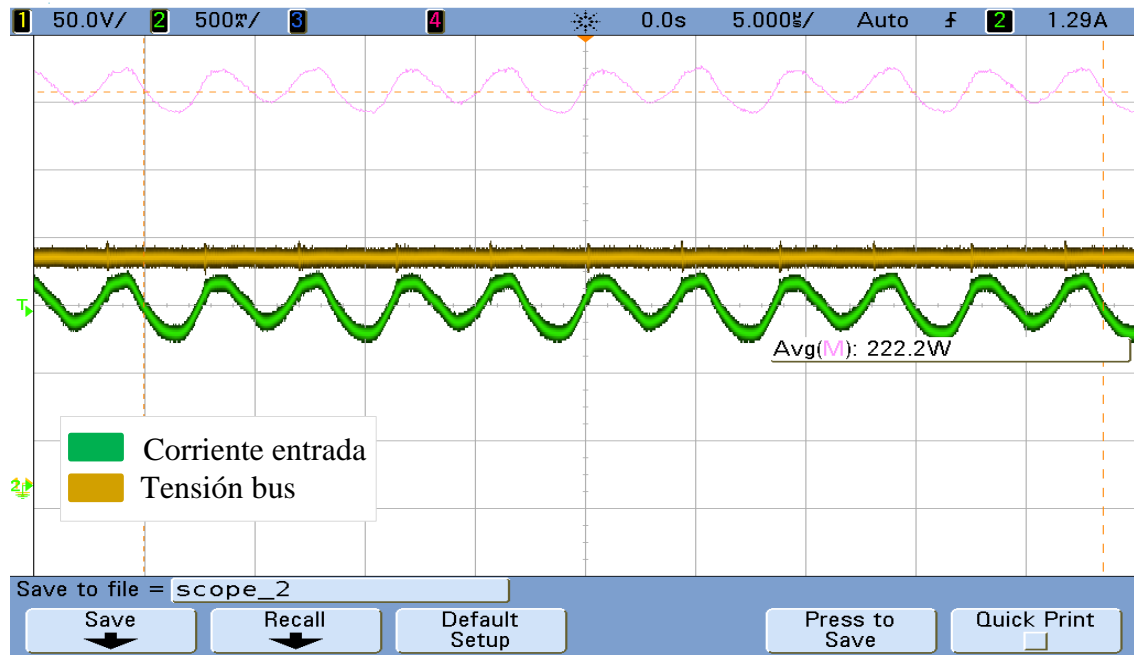


Figura 80. Respuesta del sistema (tensión del Bus y corriente de entrada).

Con estos valores de potencia tanto de entrada como de salida se obtiene una eficiencia del **81%**

Ensayo con frecuencia de 125 KHz.

Seguidamente, se hace el segundo análisis con una frecuencia de 125 KHz se determina las potencias tanto de entrada como de salida y se obtiene su eficiencia. En la figura 81 se puede observar la tensión y corriente de salida con su respectiva potencia.

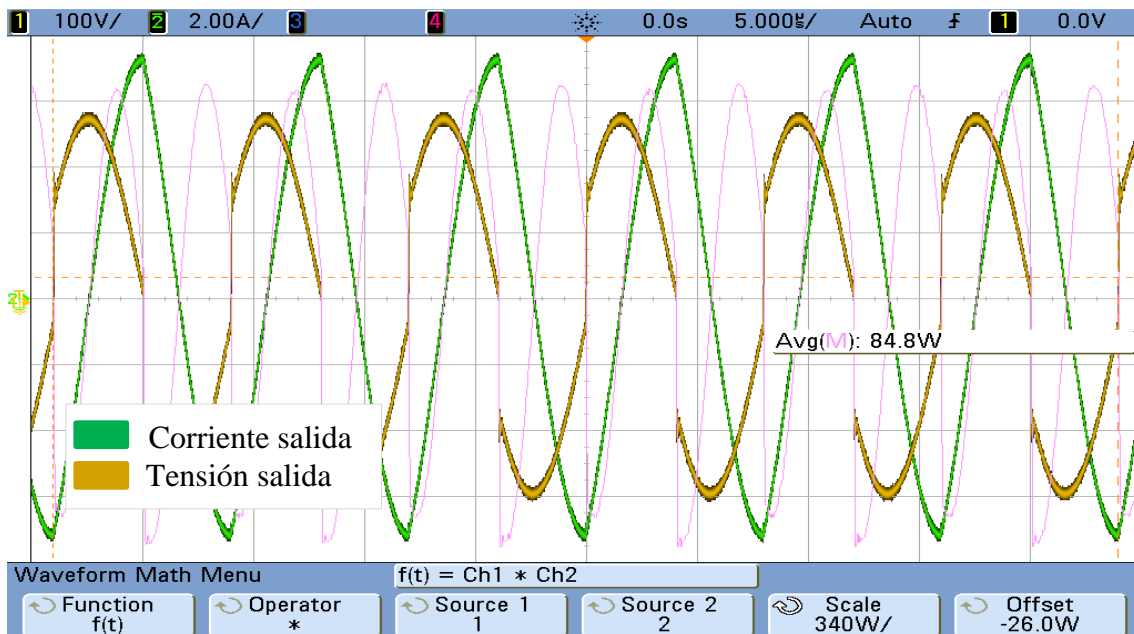


Figura 81. Respuesta del sistema (tensión y corriente de salida).

De igual manera en la figura 82 se puede observar la corriente de entrada y tensión del bus con su respectiva potencia de entrada.

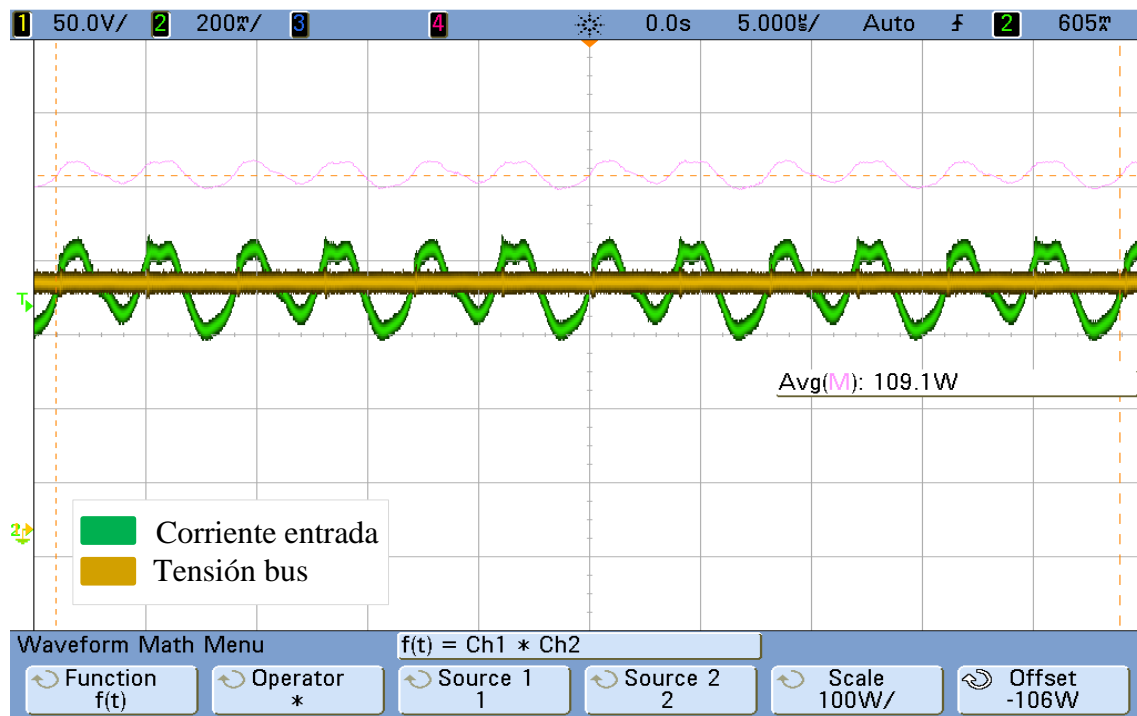


Figura 82. Respuesta del sistema (tensión del Bus y corriente de entrada).

Con estos valores de potencia tanto de entrada como de salida se obtiene una eficiencia del **77.7%**.

Análisis de resultados: según las gráficas anteriores que corresponden al ensayo experimental 3, se puede deducir que con una frecuencia de 115 KHz se tiene una mejor eficiencia (81%). Al disminuir el valor de la frecuencia se ha conseguido mejorar la eficiencia con los mismos valores de los parámetros establecidos para el Aluminio.

7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Conclusiones

- De acuerdo al estudio realizado se menciona que las principales ventajas de un sistema inversor es que pueden ser aplicable a la carga no magnética, como el aluminio y la carga magnética, es por ello que la tecnología de calentamiento por inducción para aplicaciones de cocción se ha vuelto muy atractiva y popular en el campo doméstico e industrial.
- El inversor resonante diseñado en LTspice logró asemejar el comportamiento del prototipo real construido, pues a través de varias pruebas han permitido generar un modelo totalmente operativo y con funcionalidades excelentes, estableciendo el ciclo de trabajo idóneo a frecuencias ideales.
- Las simulaciones del inversor resonante con la ayuda de la herramienta LTspice fueron validadas mediante los resultados prácticos alcanzados, demostrando el correcto funcionamiento de todas las etapas de potencia y control, pues se pudo observar las formas de onda de la tensión, corriente, potencia, así como sus modos de operación.
- Con las medidas experimentales tanto del Hierro como para el Aluminio a determinadas frecuencias establecidas se logró alcanzar eficiencias 98.3 % para el hierro y un 81 % para el Aluminio, además de observar el comportamiento de las señales del sistema, es decir, sus formas de onda.

Trabajos futuros

El presente trabajo puede tomarse como punto de partida para el desarrollo de un inversor de resonancia de puente completo que permita incrementar la potencia del sistema, con la implementación de nuevos y eficientes algoritmos de control.

Se puede realizar el diseño de convertidores de potencia de salida múltiple que hacen uso de un sistema de inducción de bobina múltiple, debido a que estos representan mayor flexibilidad, rendimiento y distribución de calor, y son esenciales para algunas aplicaciones industriales y domésticas de alta precisión y/o flexibilidad.

En futuros trabajos se puede innovar en el diseño de un sistema que pueda seleccionar diferentes capacidades de resonancia.

A pesar de que los sistemas de inducción y el estudio de los parámetros de proceso son muy conocidos en muchas aplicaciones industriales y domésticas todavía existen algunas aplicaciones que necesitan más investigación y optimización para encontrar soluciones viables, entre estas se puede destacar el calentamiento de materiales de baja resistividad, el calentamiento preciso de tejidos biológicos para aplicaciones médicas, diseño más rápido y eficiente de sistemas de calentamiento por inducción para geometrías complejas de carga IH (Induction Heating), entre otras.

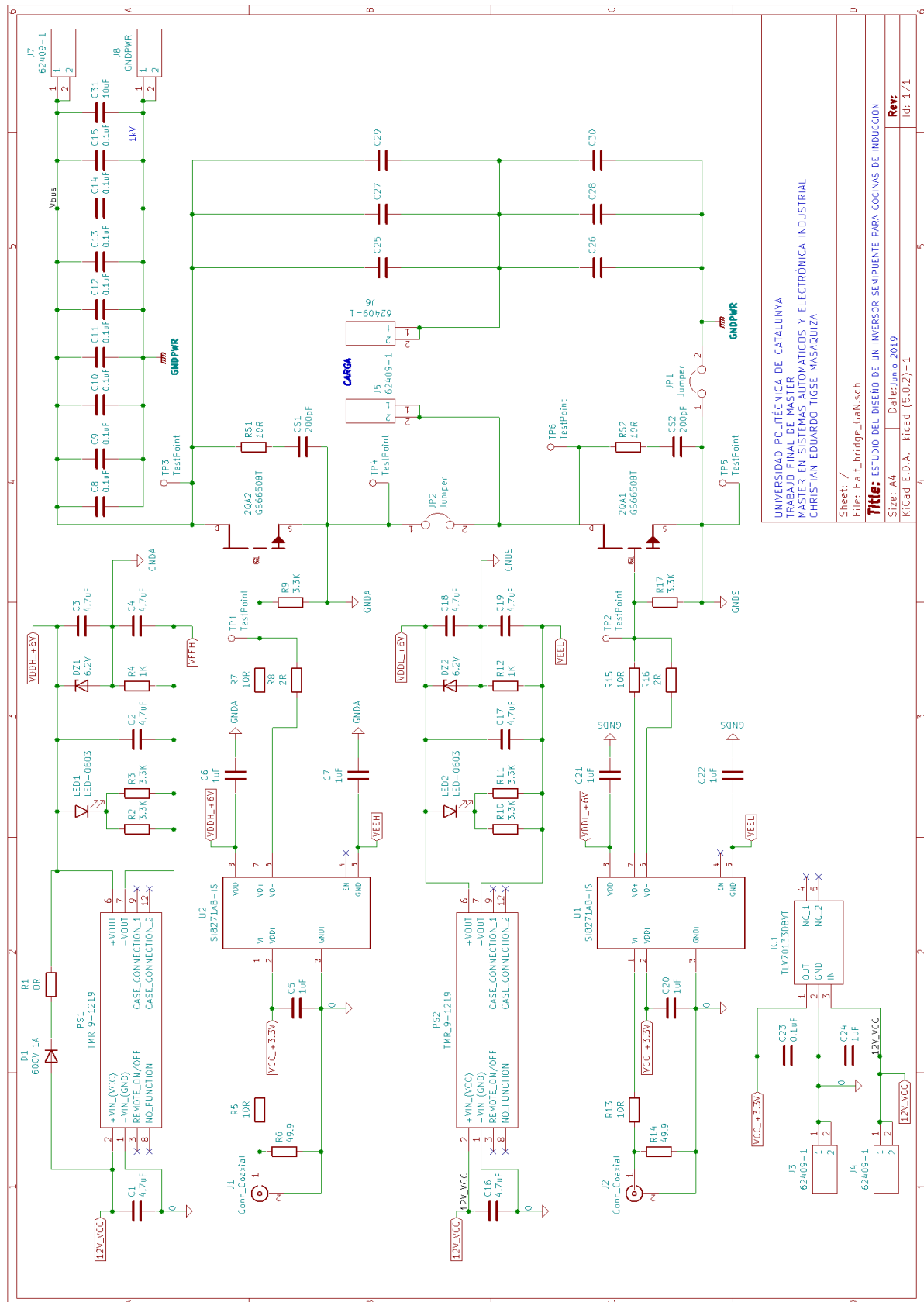
8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Y. Rodríguez, A. Gutiérrez y A. Fernández, «Sistema de calentamiento por inducción aplicado a la cocción,» *Revista de Ingeniería Energética*, vol. 39, nº 2, pp. 91-99, 2017.
- [2] A. Portero, Diseño de un inversor para cocinas de inducción, Catalunya: Universitat Politècnica de Catalunya, 2018.
- [3] M. Vincent, Induction cooking-New challenges for SH Tiny MCU, 2007.
- [4] Spanesi Internacional, «Equipo de calentamiento por inducción,» *Centro Zaragoza*, vol. 44, junio 2010.
- [5] A. Soria, Aplicación de redes resonantes híbridas al calentamiento por inducción doméstica, Zaragoza: Universidad de Zaragoza, 2013.
- [6] A. Gutiérrez, Y. Rodríguez y A. Fernández, Diseño e implementación de un inversor medio puente y su control para aplicación en calentamiento por inducción electromagnética, La Habana: Convención Científica de Ingeniería y Arquitectura, 2016.
- [7] A. Acevedo, J. Barrero y J. Gélvez, «Calentamiento por inducción electromagnética: Diseño y construcción de un prototipo,» *UIS Ingenierías*, vol. 6, nº 1, pp. 70-76, junio 2007.
- [8] J. Ortega, L. Estrada y C. Fuentes, «Sistema de calentamiento por inducción electromagnética para pruebas experimentales en laboratorios de Físico-Química,» *Pistas Educativas*, nº 112, 2015.
- [9] M. Gil, Fundamentos e implementación del calentamiento por inducción electromagnética, aplicado en cocinas residenciales, Cuenca: Universidad Católica de Cuenca, 2014.
- [10] E. Staff, Circuitos magnéticos y transformadores, Barcelona: Editorial Reverté S.A, 2003.
- [11] M. Plonus, Electromagnetismo aplicado, Barcelona: Editorial Reverté S.A, 1994.
- [12] K. Heinz, Manual de la técnica del automóvil, Cuarta ed., Alemania: Bosch, 2005.
- [13] Premier Electric Japan Corp, Manual de instrucciones cocina de inducción, Panamá: Mundo Premier, 2013.
- [14] A. Tame, Cocina de inducción versus cocina a gas (GLP), Quito: Corporación Eléctrica del Ecuador, 2018.
- [15] D. Arroyo, D. Rodríguez, J. Martínez y G. Guerrón, «Impacto de la introducción de cocinas de inducción en la calidad de la electricidad en los hogares de Ecuador,» *Revista de Energía de Latinoamérica y el Caribe*, vol. 1, nº 2, pp. 80-95, 2017.
- [16] M. Tabuyo, UF2239: Diagnóstico de averías en electrodomésticos de gama blanca, Quinta ed., España: Editorial Elearning S.L, 2016.
- [17] A. I. H. Solutions, Aceca de Inducción: Calentamiento, United States: Ambrell, 2018.

- [18] J. García, Así funciona la cocina de inducción, FAQs, 2016.
- [19] J. Calderón y G. Zainos, Análisis de la resonancia eléctrica en la fundición de hornos de inducción de materiales, México D.F: Instituto Politécnico Nacional, 2013.
- [20] M. García, Ingeniería solar fotovoltaica y cooperación al desarrollo, Madrid: IEPALA, 1999.
- [21] L. Pabón, J. Díaz y A. Pardo, «Convertidor DC/AC de tensión controlada,» *Bistua: Revista de la Facultad de Ciencias Básicas* , vol. 16, nº 2, pp. 95-109, 2018.
- [22] J. Gutiérrez, L. Flórez y D. Serrano, «Convertidor DC-AC de alta eficiencia basado en el modulador EG8010 para implementar en sistemas energéticos alternativos,» *Revista Publicaciones e Investigación*, vol. 11, nº 1, julio 2016.
- [23] F. Franco, J. Grueso y D. Torres, «Circuito Convertidor DC-AC para cargas inductivas,» *Journal de Ciencia e Ingeniería*, vol. 3, nº 1, pp. 21-24, septiembre 2011.
- [24] F. Andrade, H. Vásquez, G. Aponte y C. Urrego, Inversor con Fuente de Voltaje (VSI) Para Fuente Sinusoidal de Voltaje y Frecuencia Variables, Cali: Universidad del Valle, 2008.
- [25] M. Rashid, Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones, Tercera ed., México: Pearson Educación, 2004, pp. 232-233.
- [26] J. Roldán, Necesidades energéticas y propuestas de instalaciones solares, España: Paraninfo S.A, 2011.
- [27] E. Ballester y R. Piqué, Electrónica de potencia: Principios Fundamentales y Estructura Básica, Primera ed., Barcelona: MARCOMBO, 2011, pp. 156-157.
- [28] R. Boylestad, Introducción al análisis de circuitos, México: Pearson Educación, 2004, pp. 887-895.
- [29] J. Hincapié, A. Trejos, M. Moncada y A. Escobar, «Electrónica de potencia para el calentamiento por inducción doméstico: revisión del estado del arte,» *Ingeniería y Ciencia*, vol. 9, nº 18, p. 237–262, diciembre 2013.
- [30] Gil, Convertidor electrónico de potencia para equipo portátil de rayos x, Madrid: Universidad Carlos III de Madrid, 2015.
- [31] L. López, Inversor monofásico con toma central en la carga y modulación PWM, Quito: Escuela Politécnica Nacional, 1997.
- [32] N. Mohan, T. Undeland y W. Robbins, Electrónica de Potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño, Tercera ed., México D.F: McGraw Hill Educación, 2009, pp. 185-187.
- [33] J. Alonso, Inversores resonantes de alta frecuencia, Gijón: Universidad de Oviedo, 1999, p. 14.

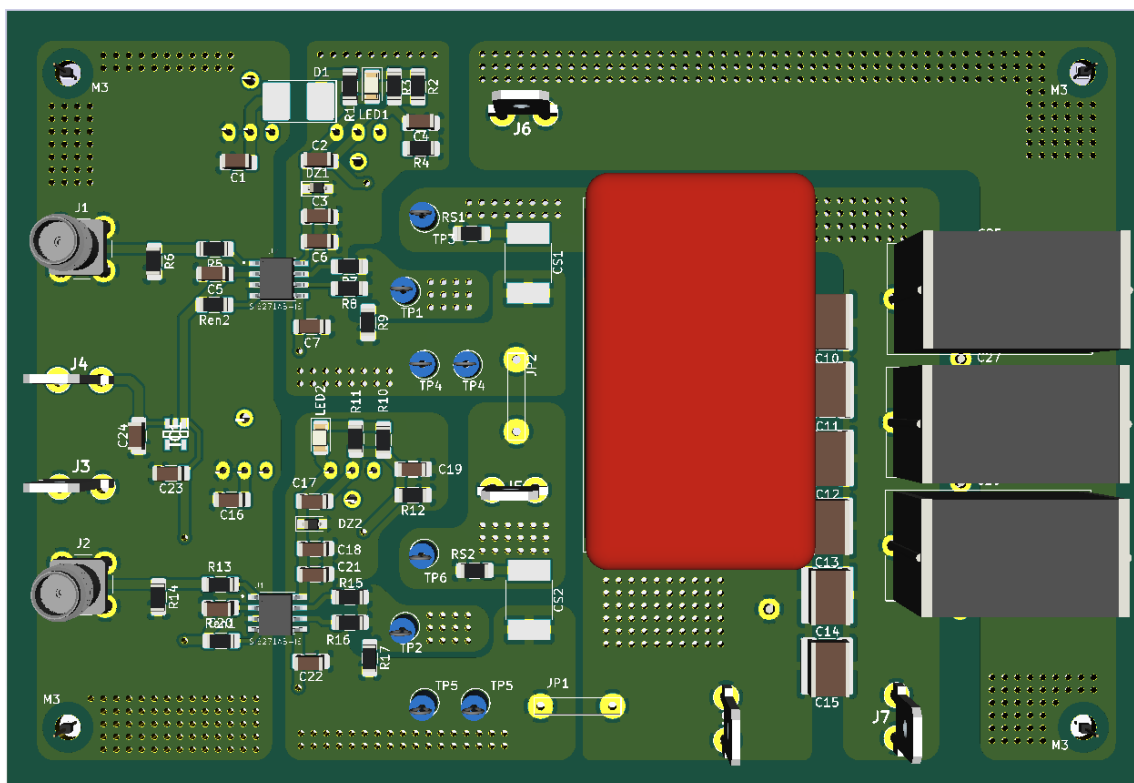
9. ANEXOS

Anexo 1. Diseño del prototipo realizado en KiCad.

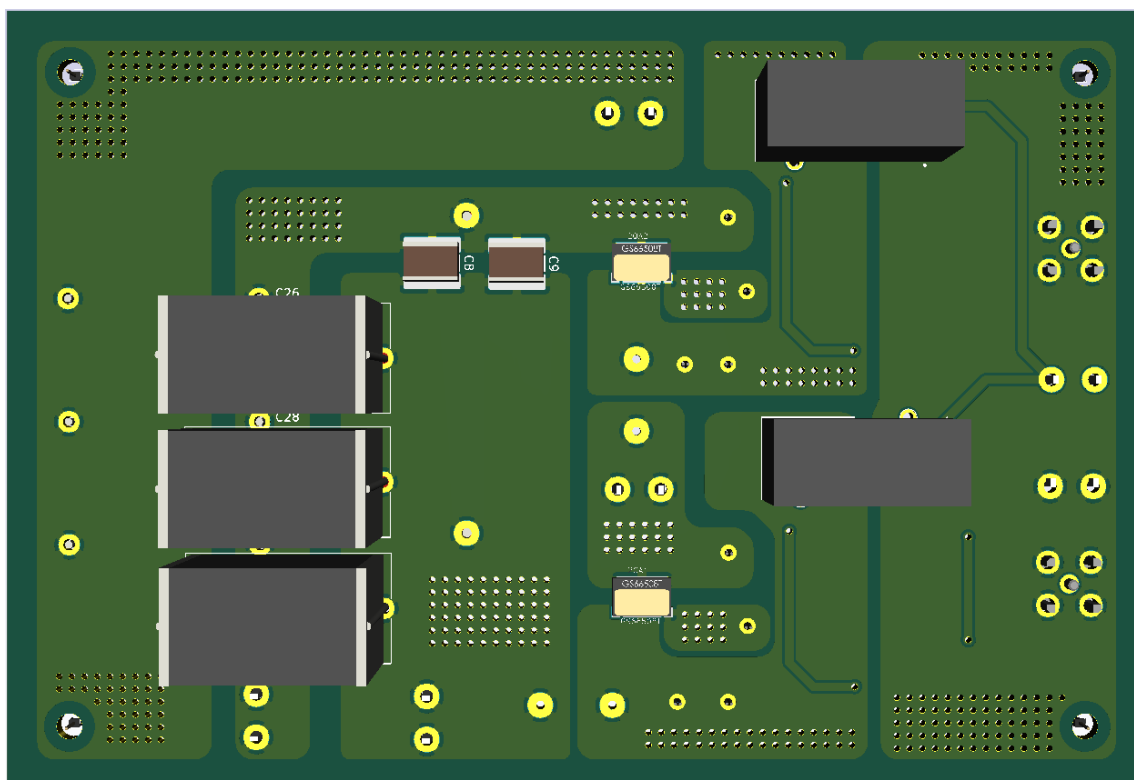


Anexo 2. Trazado de pistas.

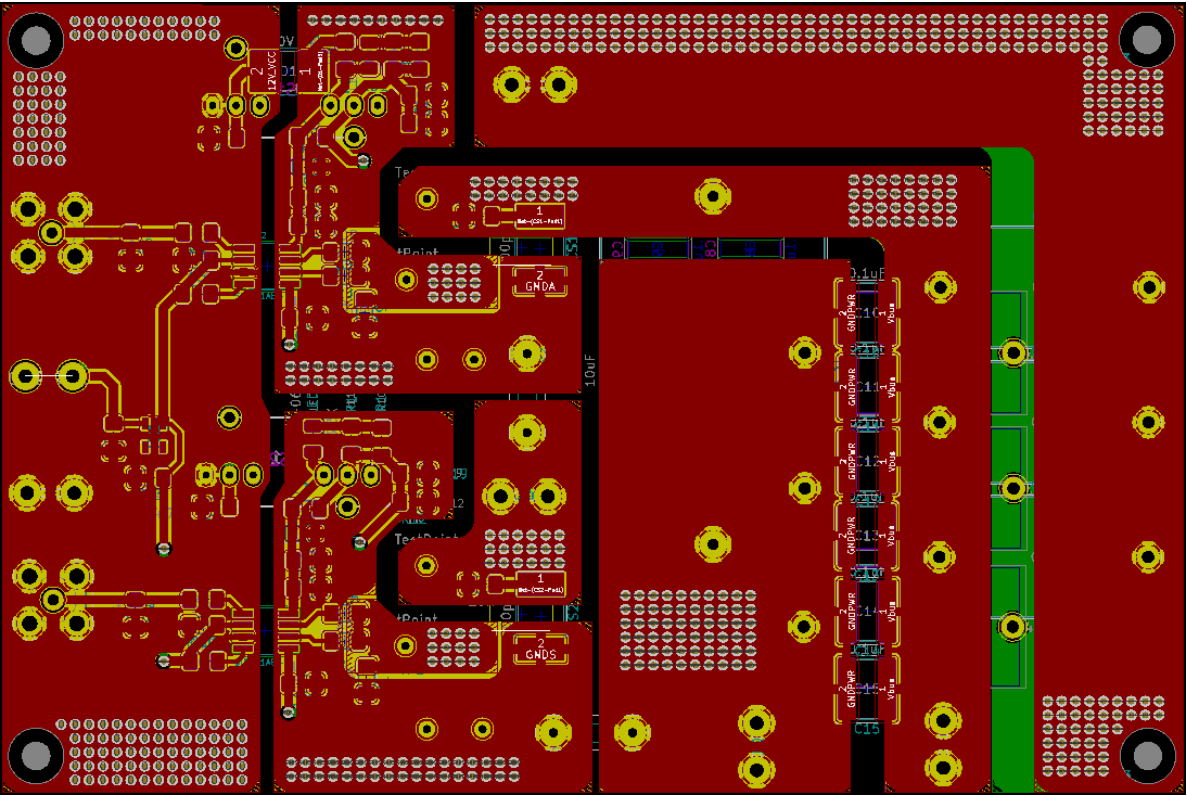
Vista placa driver frontal (con componentes).



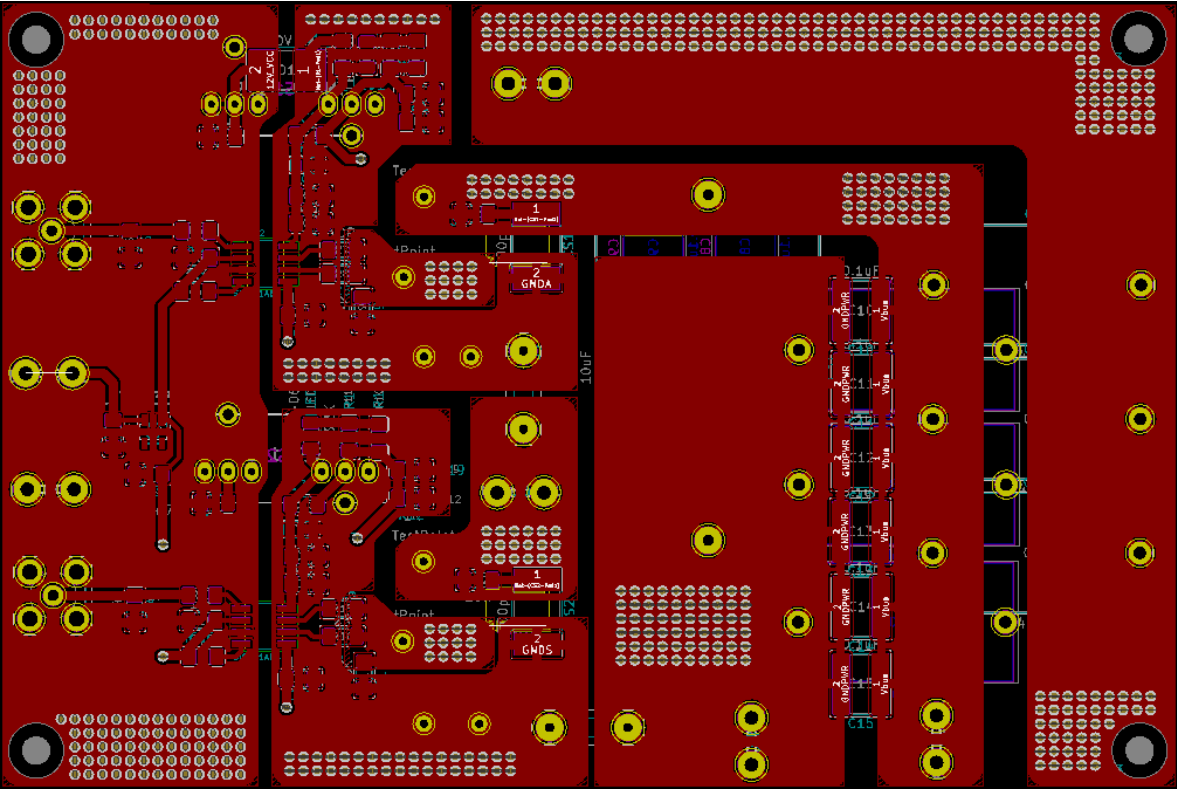
Vista placa driver posterior (con componentes).



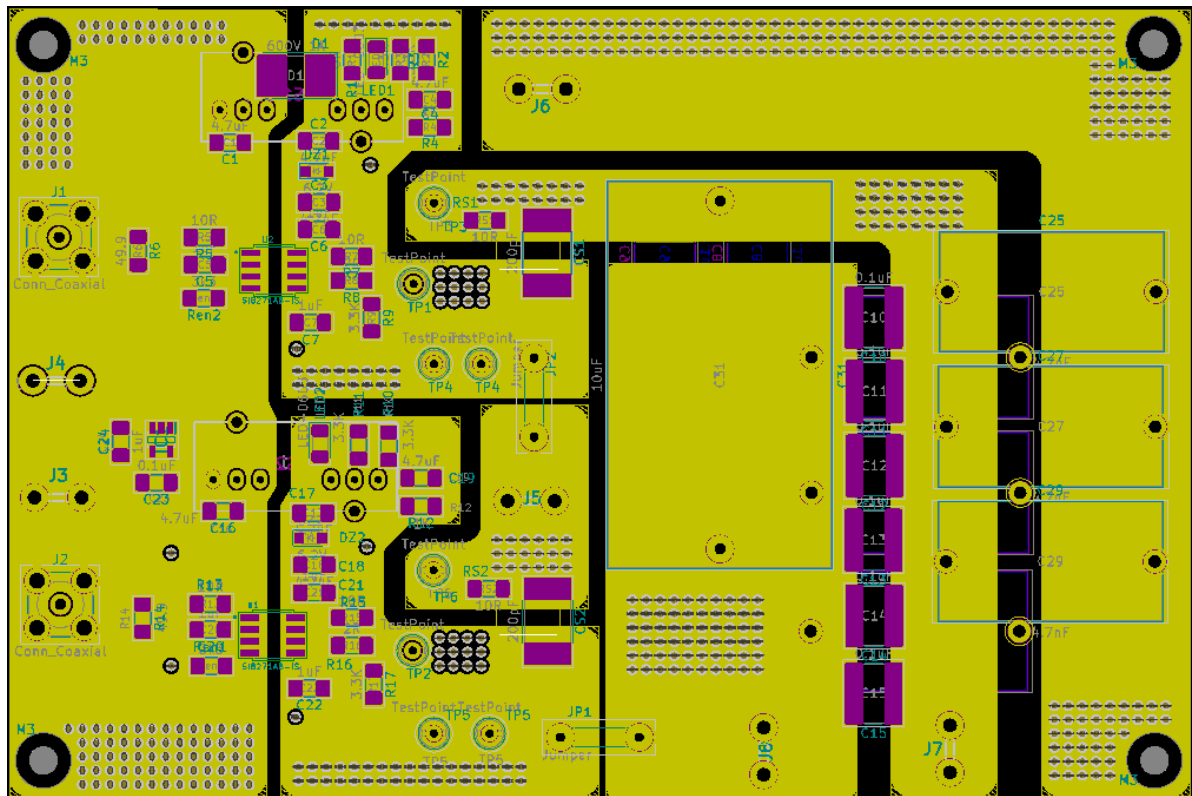
Vista capa frontal (cuatro capas).



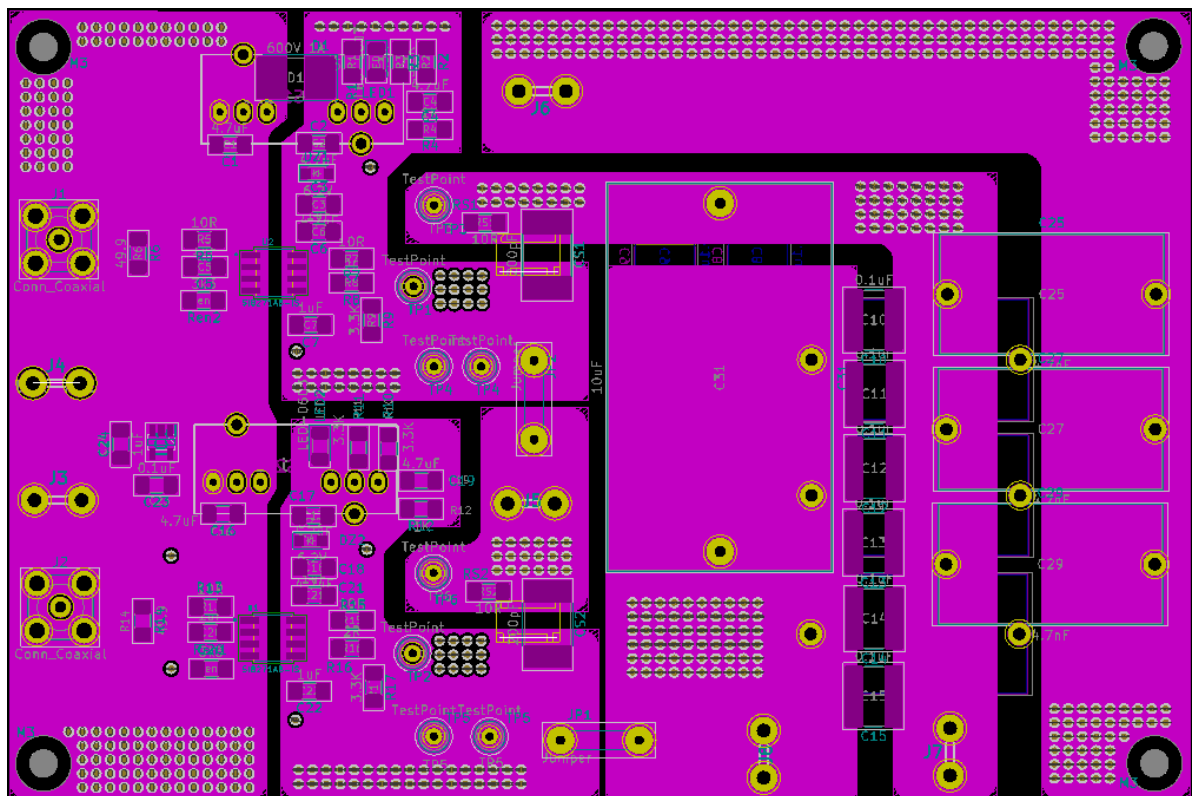
Vista capa frontal.



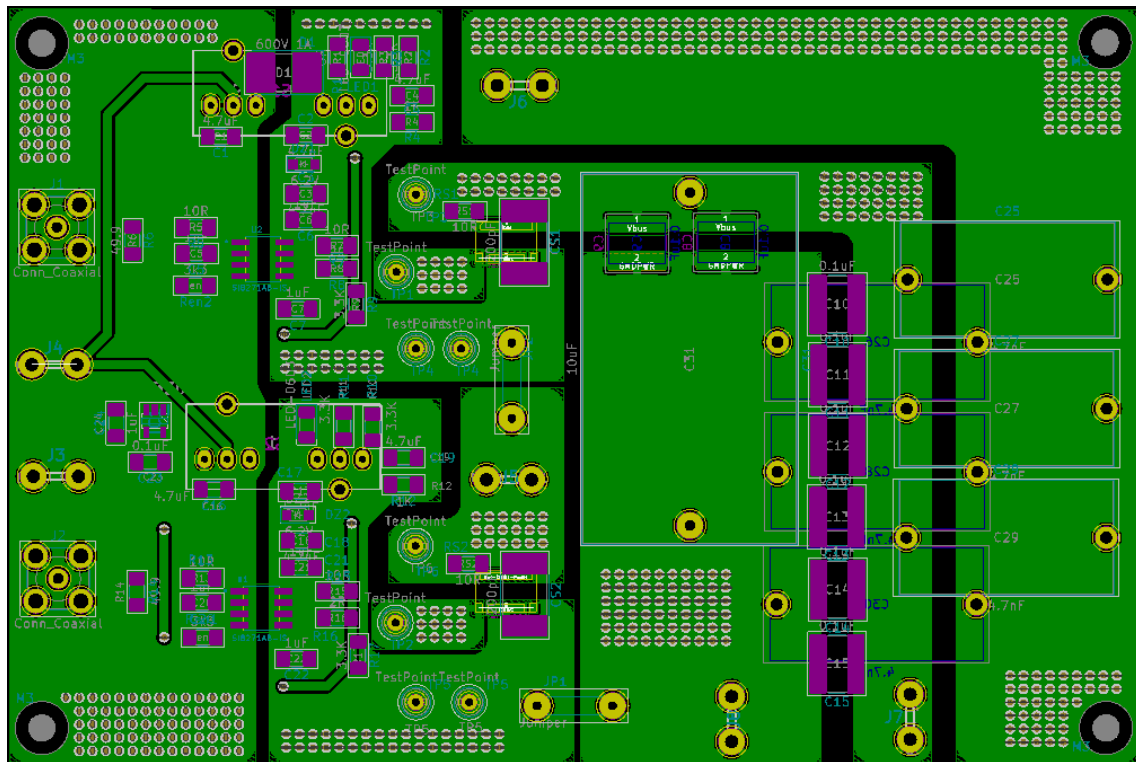
Vista capa intermedia uno.



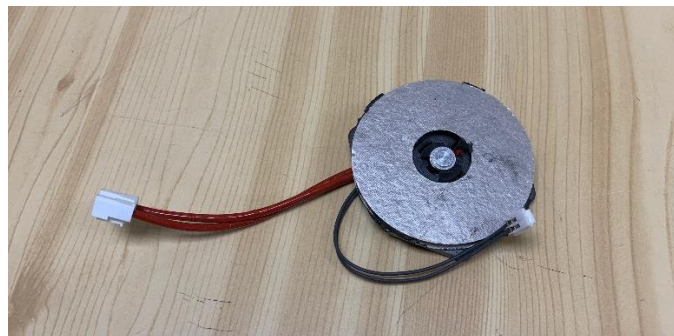
Vista capa intermedia dos.



Vista capa posterior.



Anexo 3. Sistema inductor - carga



Bobina de inducción



Cafetera de Hierro



Cafetera de Aluminio

Anexo 4. Lista de componentes.

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>	<i>Descripción</i>
2QA1, 2QA2	GS66508T	Transistor GaN: GS66508T
C8 – C15 C23	0.1uF	Capacitor_SMD:C_1825_4564Metric_Pad1.88x6.70mm_HandSolder
C1 – C4 C16 – C19	4.7uF	Capacitor_SMD:C_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
C5 – C7 C20 – C22 C24	1uF	Capacitor_SMD:C_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
C25 - C30	4.7nF	Capacitor_THT:C_Rect_L24.0mm_W12.8mm_P22.50mm_MKT
C31	10uF	Capacitor_THT:C_Rect_L41.5mm_W24.0mm_P37.50mm_MKS4
CS1, CS2	200pF	Capacitor_SMD:C_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
D1	600V 1 ^a	Diode_SMD:D_2816_7142Metric_Pad3.20x4.45mm_HandSolder
DZ1, DZ2	6.2V	Diode_SMD:D_SOD-323_HandSoldering
IC1	TLV70133DBVT	TLV70133DBVT-Voltage Regulator:SOT95P280X145-5N
J1, J2	Conn_Coaxial	Connector_Coaxial:SMB_Jack_Vertical
J3 - J7	62409-1	62409-1 - TE Connectivity:62409-1_1
J8	GNDPWR	62409-1 - TE Connectivity:62409-1_1
JP1, JP2	Jumper	current_shunt:SolderJumper-2_P1.3mm_Open_Pad1.0x1.5mm
LED1, LED2	LED-0603	LED_SMD:LED_1206_3216Metric
PS1, PS2	TMR_9-1219	TRM_9_2419-Traco:TMR_9WI_SERIES
R1	OR	Resistor_SMD:R_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
R4, R12	1K	Resistor_SMD:R_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
R5, R7, R13 R15, RS1, RS2	10R	Resistor_SMD:R_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
R6, R14	49.9	Resistor_SMD:R_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
R8, R16	2R	Resistor_SMD:R_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
R2 – R3 R9 – R11 R17	3.3K	Resistor_SMD:R_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
R18, R19	3.3	Resistor_SMD:R_1206_3216Metric_Pad1.42x1.75mm_HandSolder
TP1 - TP6	TestPoint	TestPoint:TestPoint_Loop_D2.60mm_Drill0.9mm_Beaded
U1, U2	SI8271AB-IS	SI8271AB-IS-Driver:SOIC127P600X175-8N